Nachrichtentechnik Elektronik

5

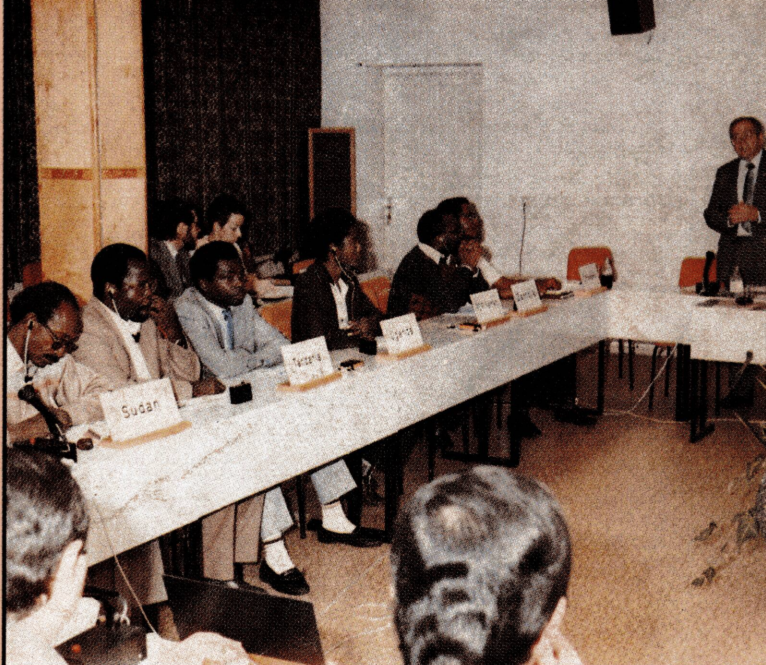
1989

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · ISSN 0323-4657



Nachrichtenelektronik – Systeme, die verbinden –







17. Mai – Weltfernmeldetag

Verbindung Wissen – Technik
zum Nutzen und Vorteil
der Anwender von
RFT-Nachrichtenelektronik –
einer unserer Leistungsgrundsätze





СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

SOMMAIRE

CONTENIDO

5
89

39. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik



Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Inhalt

ISSN 0323-4657

Umschau

Vorschau

Im Heft 6 werden u.a. folgende Beiträge veröffentlicht:

- Grundzüge eines automatisierten Kurzwellen-Nachrichtensystems
- Untersuchung der Modenwandlung für die Bestimmung von Mikrokrümmungsparametern in Lichtwellenleitern
- 16-bit-Rechnermodul auf der Basis des Mikroprozessors 8086
- Digitale Codierung von Alphabeten
- Approximationsmethode zur Berechnung der komplex-konjugierten Polstellen elliptischer Tiefpässe
- Verwendung amorpher Bänder als Abschirmschichten gegen elektromagnetische Wechselfelder

(Titelfotos: W.-G. Kirst)



Vorteilhaftes Angebot des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik an Know-how, Lizenzen, Patenten und Ausbildungsleistungen

Der hohe Leistungsstand der RFT-Nachrichtenelektronik und die jahrzehntelangen Erfahrungen der Fachleute des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik, speziell des Zentrums für Forschung und Technologie Nachrichtenelektronik, ermöglichen ein umfangreiches Angebot ingenieurtechnischer Leistungen und von Ergebnissen wissenschaftlich-technischer und technologischer Forschung sowie anderer immaterieller Leistungen zu günstigen Konditionen. Es beinhaltet im einzelnen die Vergabe von Lizenzen für nachrichtentechnische Erzeugnisse und technologische Verfahren, die Vergabe von Know-how für die Technologie der Fertigung nachrichtentechnischer Erzeugnisse sowie für die Bereiche Gerätetechnik, Meßtechnik und Prüftechnik, ferner die Beratung bei der Planung, Entwicklung, Produktion und Montage sowie beim Betrieb von Geräten und Anlagen der Nachrichtentechnik sowie die Prüfung und Bewertung sowie das Anfertigen von Expertisen und Empfehlungen zu vorhandenen nachrichtentechnischen Einrichtungen. Weiterhin schließt das Leistungsspektrum die Erarbeitung von Nachrichtennetz- und Durchführbarkeitsstudien, Spezifikationen und Tenderdokumenten, die Entwicklung und Bereitstellung von Software zur Erarbeitung von optimalen Planungsstrategien und zur Gestaltung von komplexen Nachrichtennetzen sowie die Entwicklung und Bereitstellung spezieller Forschungs- und Meßtechnik ein. Zum Angebot gehören außerdem der Entwurf und die Fertigung kundenspezifischer Schaltkreise in Hybridtechnologie und in LSI/MSI-Technik, modernes Industriedesign, die Entwicklung und Bereitstellung spezieller Software für wissenschaftlich-technische Berechnungen, die Simulation analoger und digitaler Schaltungen bzw. von Prozessen und Abläufen der Nachrichtentechnik, die Projektierung von Produktionsstätten für Geräte und Anlagen der Nachrichtentechnik sowie der Elektromedizin, von Schulungs- und Ausbildungszentren für technisches Personal (Betriebsdienst; Wartung; Instandhaltung) und von Reparatur- und Wartungszentren für Geräte und Anlagen der Nachrichtentechnik mit zugehöriger Klima- und Energietechnik sowie von Schulungs- und Ausbildungsleistungen.

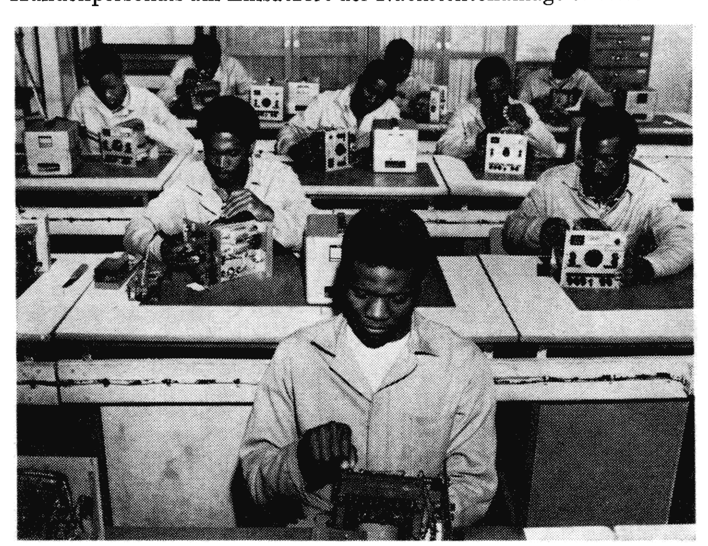
Die Fachleute der RFT-Nachrichtenelektronik haben umfangreiche Erfahrungen auf dem Gebiet der Entwicklung anwenderspezifischer Schaltkreise. Referenz hierfür ist das Sortiment nachrichtenspezifischer Schaltkreise für den Einsatz in der digitalen Nachrichtentechnik.

Hervorragende technologische Lösungen stehen für die Herstellung von Ein- und Mehrlagenleiterplatten in hohen Schwierigkeitsstufen zur Verfügung, außerdem für die Leiterplattenbestückung von rechnergestützten manuellen Bestückungstischen bis zu Bestückungsautomaten für Durchführungs- und SMD-Bauelemente. Zum Know-how-Angebot auf dem Gebiet der Verbindungstechnik gehört Ultraschallfügen, das haltbare, hocheffektive Verbindungen von unterschiedlichsten Materialien garantiert.

Von besonderer Bedeutung für die Entwicklung der nachrichtentechnischen Infrastruktur junger Nationalstaaten beim Aufbau, der Erweiterung oder Rekonstruktion der Nachrichtennetze, beim Aufbau von Wartungs- und Instandhaltungszentren sowie der Schulung und Ausbildung nachrichtentechnischen Personals. Auf diesem Gebiet verfügt der VEB Kombinat Nachrichtenelektronik über umfangreiche Erfahrungen und beste Referenzen.

Von den Spezialisten der RFT-Nachrichtenelektronik werden Nachrichtennetzstudien erarbeitet, die wissenschaftlich fundierte Aussagen zu optimalen Netzstrukturen und deren prognostischer Entwicklung, methodisch-technologische Vorschläge zur Realisierung des Netzaufbaus, Analysen zum Bedarf an nachrichtentechnischen Kommunikationsmitteln, ökonomische Vergleiche bei der Realisierung des Nachrichtennetzes und Hinweise zur Ausbildung und Qualifizierung des nachrichtentechnischen Personals für Wartung und Betriebsdienst enthalten. Zunehmend finden bei der Erstellung derartiger Studien Softwaresysteme zur Planung und Prognostizierung von Nachrichtennetzen Anwendung, die kosten- und leistungsoptimale Modelle komplexer Nachrichtennetze in kürzester Zeit und mit geringem Aufwand errechnen. Diese Softwaresysteme bestehen aus einer Anzahl von Programmen, die sowohl zu Einzel- als auch zu Systemuntersuchungen bestehender oder zu erstellender Nachrichtennetze hinzugezogen werden können. Sie sind so angelegt, daß sie ebenso zur Entscheidungsfindung bei der Nachrichtennetzplanung als auch zur Heranbildung qualifizierten Planungs- und Entwicklungspersonals dienen können. Selbstverständlich werden auch Schulungen auf dem Gebiet der Nachrichtennetzplanung durch hochqualifizierte Fachkräfte durchgeführt. Außerdem wird Software nach Kundenwünschen appliziert. Von den Fachleuten der RFT-Nachrichtenelektronik wurde ein System von Methoden und Technologien zur effektiven Wartung und Instandhaltung von Geräten und Einrichtungen der Nachrichtentechnik entwickelt. Es umfaßt die Technologie und Organisation der Wartungs- und Instandhaltungsprozesse für nachrichtentechnische Geräte und Anlagen, die Struktur und Gestaltung von Leitungsprozessen in Werkstätten, die Schulung und Ausbildung von technischen Kadern für den Wartungs- und Instandhaltungsprozeß ferner die Lieferung und Montage sowie Inbetriebnahme von technologischen Einrichtungen und Ausrüstungen zur Durchführung des Wartungs- und Instandhaltungsprozesses.

In jüngster Zeit hat der VEB Kombinat Nachrichtenelektronik sein Angebot zur Qualifizierung von Fachkräften in der Elektrotechnik/Elektronik durch eine objektbezogene Ausbildung des Kundenpersonals am Einsatzort der Nachrichtenanlage erweitert.



(Foto: G. Seidel)

Für diese Art der Ausbildung wurden spezielle Minizentren für eine Kapazität bis zu 20 Auszubildende sowie spezielle Schulungs- und Ausbildungsprogramme für die Durchführung von Wochen- oder Monatskursen zu theoretischen oder praktischen Lehrkursen in den Anwendungsgebieten Elektrotechnik, Elektronik oder Maschinenbau geschaffen. Entsprechend der Vielzahl der anstehenden Bildungsaufgaben wurden mehrere Grundvarianten von Minizentren entworfen, und zwar Minizentren auf der Basis der TRC-Systeme sowie standortgebundene Minizentren für die ständige bzw. zeitweise Ausbildung des Kundenpersonals in kleinen Gruppen, außerdem Minizentren für die Ausbildung in kleinen Gruppen unter den besonderen Bedingungen des Kunden.

NaK 55 *H. Mittank*

30 Jahre integrierte Schaltkreise – Entstehung und Entwicklung der Mikroelektronik. Teil 2

H.-P. Bär, A. Kirpal, Ilmenau

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau

4.1. Die Arbeiten von Jack Kilby

In den USA arbeitete *J. Kilby* seit 1958 in einer bei Texas Instruments bestehenden Forschungsgruppe, deren Aufgabe es war, einen Schaltkreis nach dem Konzept *Dummers* zu realisieren.

Jack Kilby, geboren 1923, beendete 1947 das Studium an der Universität von Illinois als Elektroingenieur. Anschließend begann er bei der Radio-Firma Globe-Unions Centralab zu arbeiten. Mit anderen Mitarbeitern dieser Firma hatte er 1952 am 1. Halbleitersymposium der Bell-Laboratorien teilgenommen, war von der Erfindung des Transistors begeistert, und begann schon bald danach, selbst Halbleiterentwicklungen durchzuführen. Doch unzufrieden mit seinen weiteren Entwicklungschancen wechselte er im Mai 1958 zu Texas Instruments. Texas Instruments gehörte zu den neu entstandenen Elektronikfirmen in den USA, die schon bald zu den führenden Transistorherstellern zu zählen waren. Diese Firma hatte 1952 im Anschluß an das 1. Bell-Symposium Herstellungslizenzen für die Transistorproduktion erworben. Vor allem durch die späteren Forschungen zur Kristallzüchtung und zur Entwicklung des Si-Flächentransistors (*G. Teal*, 1954) hat das Unternehmen einen schnellen Aufschwung genommen. Bereits 1957 hatte Texas Instruments einen Marktanteil von 20% an den in den USA hergestellten Halbleiterbauelementen ([15] S. 23).

Später schreibt *Kilby* über die Anfangszeit bei Texas Instruments und über den Ausgangspunkt seiner Überlegungen für den integrierten Schaltkreis [17] S. 196:

„Damals hatte Texas Instruments Urlaub, d. h., man sperrte für die ersten Juliwochen einfach zu, und jeder, dem Urlaub zustand, nahm ihn in dieser Zeit. Da ich eben erst angefangen hatte und noch kein Urlaubsanspruch für mich bestand, blieb ich in dem verlassenen Betrieb ziemlich allein ... Ich begann nach Alternativen Ausschau zu halten — und die Konzeption der integrierten Schaltung entstand eigentlich während dieses vierzehntägigen Betriebsurlaubs".

So entwickelte *Kilby* im Sommer 1958 Vorstellungen über die Struktur, die Kapazitäten und die Transistoren in einem Stück Halbleitermaterial. Für die schnelle Realisierung seines Konzepts war ausschlaggebend, daß er prinzipiell davon ausging, mit vorhandenen Technologien zur Schaltungsintegration zu gelangen. Bei Texas Instruments produzierte man zu dieser Zeit vor allem Germanium-Transistoren mit gewachsenen Übergängen und in Mesatechnik sowie Si-Legierungstransistoren. *Kilby* wählte daher die Mesatechnik für sein Schaltkreiskonzept. Entscheidend dafür war der Gedanke, daß alle Bearbeitungsschritte auf einer Seite des Kristalls durchgeführt werden müssen. Das Konzept *Kilbys* sah vor, auf einem Chip neben der Transistormesastruktur weitere Gebiete zu ätzen, die als Sperrschichtkapazität genutzt werden konnten. Die erforderlichen Widerstände entstanden durch geschickte geometrische Anordnung von Transistor- und Kapazitätsmesa sowie Anlegieren von Metallstreifen an berechnete Stellen auf der Rückseite des Halbleiterkristalls.

Bevor *Kilby* mit der Realisierung derartiger Schaltkreise beginnen konnte, mußte er zunächst seine Vorgesetzten von der Funktionsfähigkeit einer Schaltung, die nur aus Halbleitermaterial besteht, überzeugen. Zu diesem Zweck baute er im August 1958 einen Flip-Flop aus diskreten, aber ganz aus Silizium bestehenden Bauelementen auf. Die Widerstände bestanden aus kleinen Halbleiterstäbchen geeigneter Leitfähigkeit, die Kondensatoren aus beidseitig bedampften pn-Übergängen von Leistungstransistoren, die Transistoren wurden in gekapseltem Zustand verwendet. Nachdem dieser Aufbau funktionierte, es handelte sich eigentlich um *keine* integrierte Schaltung, konnte *Kilby* weiterarbeiten und stellte im September 1958 aus diffundierten Germaniumscheiben mit der Mesatechnik 3 Phasenschieberoszillatoren her, die sich wegen ihrer einfachen Schaltung dafür eigneten (Bild 3). Nur eine Woche später, am 19. September 1958 stellte er einen in gleicher Technik hergestellten Flip-Flop (Bild 4) vor [9] S. 650.

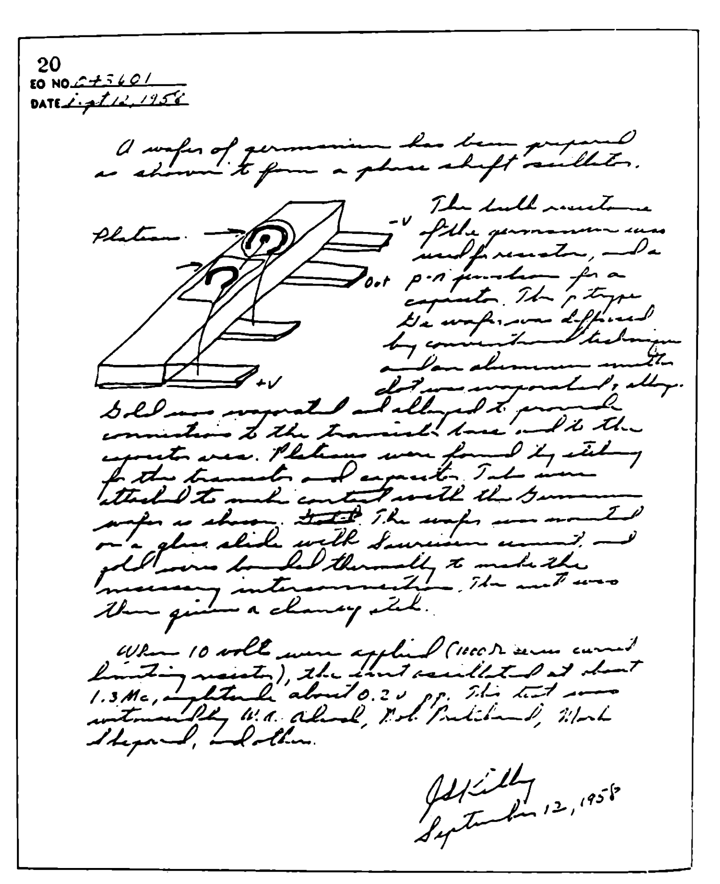
Zur Herstellung dieses ersten Schaltkreises wurden 1,6 mm breite und 5 mm lange Chips geschnitten, die einen Mesatransistor mit diffundierter Basis und legiertem Al-Emitter und einen weiteren Mesatransistor mit Goldkontakt, der als verteiltes *RC*-Netzwerk fungierte, enthielten [18]. An der Chiprückseite wurden 4 goldplattierte Covarstreifen (eine Kupfer-Nickel-Legierung) legiert, die entsprechende Volumenwiderstände des Halbleiters ergaben. Weiterhin waren mehrere Bondverbindungen mit Golddrähten nötig.

Im Oktober 1958 wurde ein Flip-Flop mit 2 Transistoren nach dem gleichen Prinzip realisiert, wobei zusätzlich ein Durchbruch in den Chip geätzt wurde, um die hochohmigen Basiswiderstände zu erhalten. Dabei verwendete man schon eine fotolithografische Technik mit einer aufgedampften Siliziumdioxidschicht als Ätzmaske, während man die Mesaätzung noch mit Wachsabdeckung durchführte [9] S. 651.

Am 6. Februar 1959 meldete *Kilby* ein Patent unter dem Titel „Miniaturized electronic circuits" an, erteilt wurde es am 23. Juni 1964 [18]. Die Patenschrift enthält Zeichnung, Schaltung und Herstellungstechnologie des realisierten Phasenschieberoszillators und des Flip-Flops, sowie weitergehende Vorschläge, wie die Verwendung diffundierter Widerstände und aufgedampfter Kondensatoren mit Siliziumdioxid als Dielektrikum. Verschiedene Isolationsmöglichkeiten wie Luftisolation, pn-Isolation oder Isolation durch eigenleitende Gebiete wurden ebenfalls angegeben. (Bild 4).

In der Erfindungsbeschreibung weist *Kilby* darauf hin, daß sich die Erfindung auf einen integrierten Schaltkreis bezieht, der dadurch gekennzeichnet ist, daß die Einzelelemente auf einem gemeinsamen Substrat hergestellt werden. Es sei nur eine begrenzte An-

Bild 3. Arbeitsbucheintragung *Kilbys* vom 12. September 1958 zur Beschreibung eines integrierten Phasenschieberoszillators in Germaniumtechnik [4] S. 50



20
EO NO. [illegible]
DATE Sept 12, 1958

A wafer of germanium has been prepared as shown to form a phase shift oscillator.

The bulk resistance of the germanium was used for resistor, and a p-n junction for a capacitor. The p type Ge wafer was diffused by conventional techniques and an aluminum emitter dot was evaporated, alloyed. Gold was evaporated and alloyed to provide connections to the transistor base and to the capacitor area. Plateaus were formed by etching for the transistor and capacitor. Tabs were attached to make contact with the Germanium wafer as shown. The wafer was mounted on a glass slide with Sauereisen cement, and gold wires bonded thermally to make the necessary interconnections. The unit was then given a cleaning etch.

When 10 volts were applied (1000 Ω series current limiting resistor), the unit oscillated at about 1.3 Mc, amplitude about 0.2 v pp. This test was witnessed by W. A. Adcock, R. L. Pritchard, Mark Shepherd, and others.

J S Kilby
September 12, 1958

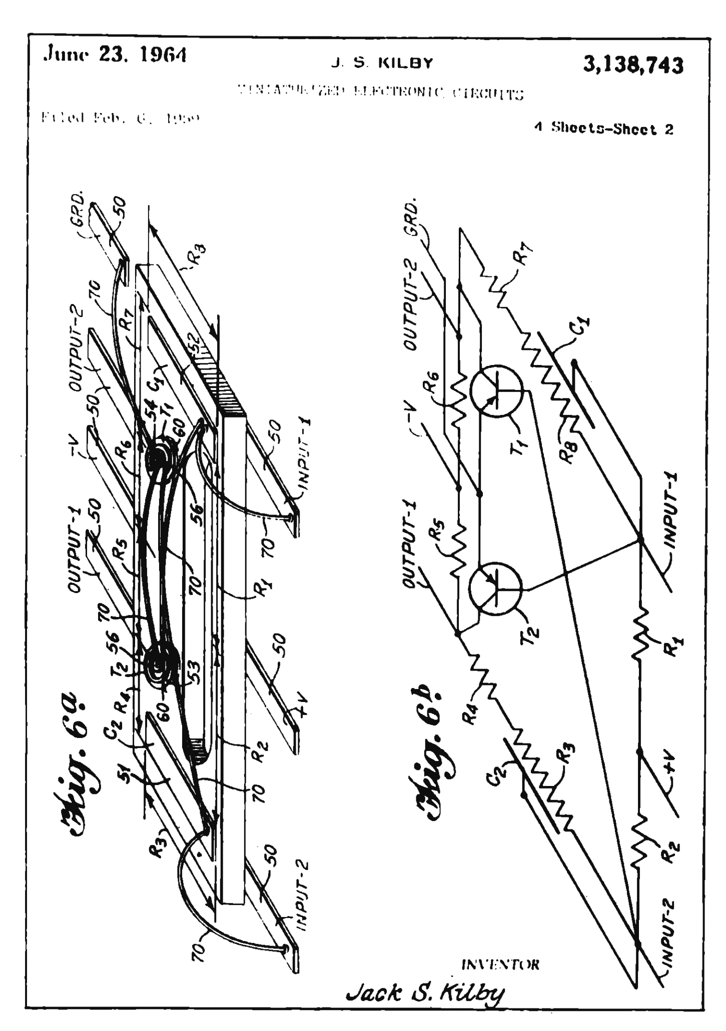
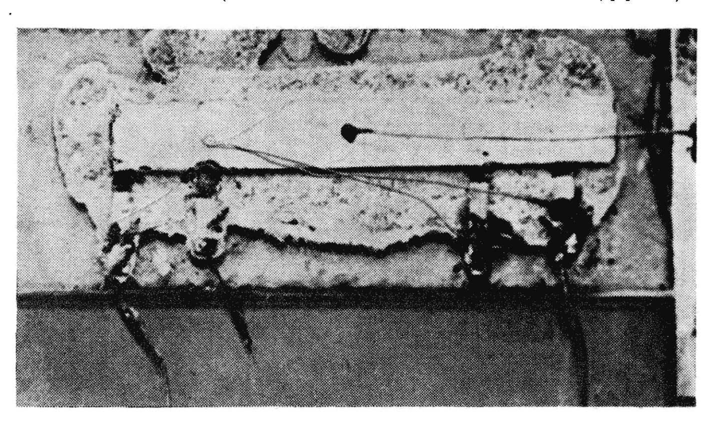


Bild 4. Ge-Flip-Flop unter Verwendung von Mesa-Transistoren, Volumenwiderständen und Halbleiterkapazitäten. Angedeutet sind auf dem Chip die beiden Mesa-Transistoren T_1 und T_2, die Volumenwiderstände $R_1 - R_8$ und die Sperrschichtkapazitäten C_1 und C_2. Teil der Patentschrift 3, 138, 743 [18]

zahl kompatibler Prozeßschritte notwendig, um die Struktur zu realisieren. Die Technologie für den Flip-Flop wird relativ ausführlich beschrieben (einkristallines Silizium oder Germanium; verwendet wurde 3 Ωcm P-Ge, Sb-Diffusion 0,7 μm Tiefe; Zerschneiden der Scheibe in Elemente von 5 mm × 2 mm; Goldabscheidung durch eine Maske zur Herstellung des Basis-Kontakts und der Kontakte für die Kapazitäten; Aluminiumabscheidung durch eine Maske zur Herstellung des Emitterkontakts; Fotolithografie der Scheibe und Ätzen zur Erzeugung der notwendigen Isolation zwischen den Volumenwiderständen; Herstellung der Mesa-Fläche durch Fotolithografie und Ätzen; Golddrahtbonden).
Im März 1959 wurde die Entwicklung auf einer Tagung der IRE (Institution of Radio Engineers) bekanntgegeben. Obwohl *Kilbys* Konzept einige Schwachpunkte enthält (die Ausnutzung der Halbleitervolumenwiderstände machte den Entwurf sehr kompliziert, die gebondete Verdrahtung war viel zu aufwendig), muß seine Leistung doch sehr hoch eingeschätzt werden. *Kilby* kommt der Ruhm zu, den ersten wirklich funktionierenden Halbleiterschaltkreis gebaut und damit die Entwicklung ein großes Stück vorangebracht zu haben.

Bild 5. Der erste integrierte Schaltkreis, entwickelt und hergestellt von *J. Kilby* 1958 in Ge-Mesa-Technik (Phasenschieberoszillator mit einem Transistor; [4] S. 48)



Im Unterschied zur Erfindung des Transistors bewertet *Kilby* seine Leistung später folgendermaßen [14] S. 103: „In contrast to the invention of the transistor, this was an invention with relatively few scientific implifications ... Certainly in those years, by and large, you could say that it contributed very little to scientific thought". (Im Gegensatz zur Erfindung des Transistors war das eine Erfindung mit relativ wenigen wissenschaftlichen Erkenntnissen ... Im großen und ganzen kann man sagen, daß sie in jenen Jahren nur wenig wissenschaftliches Gedankengut beigetragen hat.)

4.2. Die Arbeiten von Robert Noyce

Parallel zu *Kilby* und unabhängig von seinen Erkenntnissen arbeitete in Kalifornien bei der Firma Fairchild Semiconductor Company eine zweite Gruppe um *Robert Noyce* an der Integration elektronischer Schaltungen. *Noyce* war der wissenschaftliche Leiter der achtköpfigen Forschergruppe, die zugleich die Firmengründer waren. *Noyce*, geboren 1927, hatte nach dem Studium der Physik am Grinell College, anschließender Promotion am Massechusetts Institute of Technology, ab 1953 bei Philco an der Entwicklung von Ge-Transistoren gearbeitet. Zusammen mit weiteren befähigten jungen Halbleiterforschern (z. B. *E. Kliner, V. Grinich, J. Hoerni, S. Roberts, G. Moore*) wirkte er unter der Leitung von *W. B. Shockley* bei der Shockley Transistor Corporation an der Halbleiterentwicklung mit, bevor er 1957 seine Tätigkeit bei Fairchild aufnahm, quasi dieses Unternehmen als Halbleiterhersteller mit begründete. Vorher eine nahezu unbekannte kleine feinmechanisch-optische Firma (Fairchild Camera and Instruments), wandte sich das Unternehmen 1957 der Halbleitertechnik zu, erwarb sich vor allem einen Namen durch die Herstellung von Si-Flächentransistoren (Mesa-Technik), entwickelte den Si-Planar-Prozeß und gehörte 1960 zu den fünf größten Halbleiterproduzenten der USA [15] S. 23.
Zunächst war *Noyce* für die Entwicklung spezieller Ätztechniken für die Mesa-Technologie zuständig, kurze Zeit später wurde er Direktor für Forschung und Entwicklung bei Fairchild. Obwohl *Noyce* seine Leistung immer zurückgestellt hat, geht doch aus den Aussagen seiner Mitarbeiter hervor, daß die meisten Ideen von ihm stammten. *G. Moore* äußerte später über ihn [4] S. 49: „Bob was certainly the idea man in the group ... I can think of the things that at the time impressed me even more than what he did for the integrated circuit. One was the use of aluminium for transistor contacts" (Bob war sicherlich der „Spiritus rector" der Gruppe ...).
Der entscheidende Gedanke von *Noyce* zur Realisierung eines integrierten Schaltkreises war die Nutzung der vom Schweizer Physiker *Jean Hoerni* entwickelten und in den Jahren 1957 bis 1959 bis zur produktionstechnischen Anwendung geführten Planartechnik.
1957 hatte man schon Siliziumdioxidschichten als Diffusionsmaske zur Herstellung lokaler Gebiete veränderter Leitfähigkeit benutzt. Man stellte mit dem Planarprozeß zunächst diskrete Transistoren her. Zu Beginn des Jahres 1959 entwickelte *Noyce* dann sein Konzept: Realisierung aller Bauelemente in einem Stück Silizium, Transistoren in Planartechnik, Isolation der Bauelemente durch in Sperrichtung vorgespannte pn-Übergänge, integrierte Widerstände und auf die Oxidisolation aufgedampfte Aluminiumleitbahnen zur inneren Verdrahtung des Bauelements. Das Konzept wies im Vergleich mit dem *Kilby's* wesentliche Verbesserungen auf: die pn-Isolation ermöglichte überhaupt erst die Unterbringung einer größeren Anzahl von Transistoren auf dem Chip und die aufgedampfte Verdrahtung war die Voraussetzung einer rationellen Massenproduktion, weil sie für alle Schaltkreise einer Scheibe in einem Verfahrensschritt gleichzeitig herzustellen war.
Am 30. Juli 1959 reichte *Noyce* eine Patentschrift unter dem Titel „Semiconductor device-and-lead structure" ein (Bilder 6 und 7). Das Patent wurde am 25. April 1961 erteilt [19]. In der Patentschrift wird der Aufbau einer integrierten Schaltung, bestehend aus 3 Transistoren, die sich in einem gemeinsamen Substrat befinden, angegeben. Einer der beiden Transistoren wurde als Diodenpaar benutzt. Weitere pn-Übergänge wurden für die Erzeugung von Kapazitäten verwendet. Wesentlich sind die metallischen Streifenverbindungen der einzelnen Bauelemente, die über einer isolierenden Oxidschicht liegen. *Noyce* schreibt, daß die pn-Übergänge durch Diffusion erzeugt wurden. Zur Strukturierung wurde bereits die Fotolithografie unter Ausnutzung des Siliziumdioxids als Diffu-

sionsmaske angewendet. An verschiedenen Stellen werden die elektrischen Verbindungen hervorgehoben, die als „Metallstreifen ausgeführt sind und fest auf einer isolierenden Oxidschicht haften". Der fotolithografische Prozeß wird in seinen Teilschritten benannt (Aufbringen von Fotolack, Belichtung durch eine der Struktur entsprechende Maske, Entwickeln, Entfernen der Lackschicht an den unbelichteten Stellen, Abätzen der Oxidschicht an den unbelichteten Flächen). Weitere Angaben zu dieser Technologie und zur nachfolgenden Diffusion fehlen, vermutlich deshalb, um den technologischen Vorsprung, den die Beherrschung des Planarprozesses damals ganz zweifellos darstellte, durch Bekanntgeben der Prozeßparameter nicht zu verlieren. Es heißt lediglich, daß die „p- und n-Diffusionen unter Ausnutzung der bekannten Maskentechnik" hergestellt wurden [19] (Bild 7).

Die Genialität der Ideen von *Noyce* wird deutlich, wenn man bedenkt, daß auch heute noch bipolare Schaltkreise nach dem von ihm entwickelten Grundschema hergestellt werden. Schon kurz nach der Patentanmeldung wurden 1960 durch Fairchild größere Stückzahlen von Schaltkreisen hergestellt und Dauertests unterzogen. Fairchild nannte seine ersten Schaltkreise „Mikrologische Elemente", was darauf hinweist, daß es sich um digitale Schaltungen handelte. Der Grund dafür bestand darin, daß die Toleranzen der integrierten Bauelemente für analoge Schaltungen anfangs noch zu groß waren.

4.3. Weitere Arbeiten zur Entwicklung eines integrierten Schaltkreises

Oftmals wird die Erfindung des integrierten Schaltkreises auf die genannten Leistungen von *Kilby* und *Noyce* reduziert (z. B. [13] [14]). Das ist insofern gerechtfertigt, wenn man das Ergebnis der Bemühungen und die Bedeutung für die weitere Entwicklung der integrierten Schaltungen im Auge hat.

Ideengeschichtlich sind hingegen auch noch andere Konzepte beachtenswert, die kurz vor den Arbeiten von *Kilby* und *Noyce* oder auch zur gleichen Zeit entwickelt wurden. So beschreibt beispielsweise *K. Lehovec*, der bei der Sprague Electric Company beschäftigt war, in seiner Patentschrift „Multiple semiconductor assembly" (eingereicht am 22. April 1959, erteilt am 10. April 1962) eine weitere Möglichkeit eines integrierten Schaltkreises [20]. Aufbauend auf vorherige Bemühungen zur Herstellung direktgekoppelter Transistorstufen und zur Realisierung von Mehrfachemittertransistoren und Mehrfach-pn-Übergängen in einem Halbleiterkristall schlug er vor, geschichtete pn-Übergänge zur Isolation von Transistoren in einem gemeinsamen Halbleiterkristall zu verwenden. Die pn-Übergänge wurden durch mehrfaches Umdotieren beim Ziehen aus der Schmelze (rate growing process) gewonnen. Bei den Transistoren der integrierten Schaltung handelte es sich um Legierungstransistoren, die nach den damals üblichen Verfahren hergestellt wurden. Als Halbleitermaterialien wurden Silizium und Germanium genannt. Widerstände der integrierten Schaltungen wurden durch Volumenwiderstände des Halbleiters realisiert, Kapazitäten durch Ausnutzen der Sperrschichtkapazität der pn-Übergänge. Für größere Kapazitäten wird der Einsatz diskreter Kondensatoren angegeben, die auch aus einer auf den Halbleiter aufzubringenden Metall-Oxid-Struktur bestehen können (Bild 8; s. Heft 6, 3. Umschlagseite).

Bild 6. Darstellung der von *R. Noyce* entworfenen kreisförmigen Transistorstruktur mit den Verbindungsleitungen 7, 9 auf der Oxidschicht 5', 5''. Der Basis-Emitter-pn-Übergang wird durch eine weitere Oxidschicht 5 abgedeckt. Teil der Patentschrift 2, 981, 877 [19]

April 25, 1961 R. N. NOYCE 2,981,877
SEMICONDUCTOR DEVICE-AND-LEAD STRUCTURE
Filed July 30, 1959 3 Sheets-Sheet 1
FIG-1
~OXIDE INSULATION~
FIG-2
INVENTOR.
ROBERT N. NOYCE
BY Lippincott & Ralls
ATTORNEYS

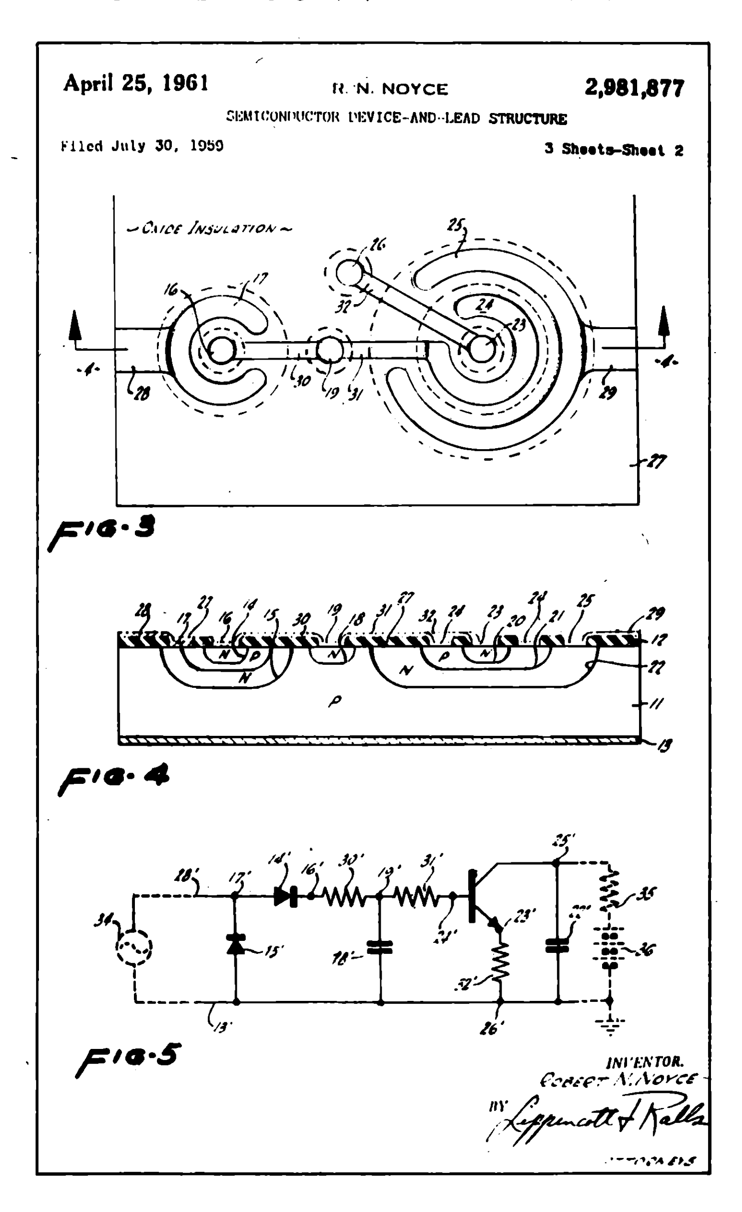


Bild 7. Darstellung der ersten von *R. Noyce* entwickelten integrierten Schaltung Deutlich erkennbar sind die Transistorstruktur (pn-Übergänge 20, 21 mit der Sperrschichtisolation zum Halbleitersubstrat 15), die Dioden (pn-Übergänge 14, 15) sowie die Kapazitäten (pn-Übergänge 18, 22). Teil der Patentschrift 2, 981, 877 [19]

Inwieweit diese Vorstellungen auch tatsächlich für die Herstellung integrierter Schaltungen zur Anwendung kamen, ist nicht bekannt. Die Grenzen lagen auf jeden Fall in einer damals technisch überholten Technologie (rate growing process) und in den mit dieser Technologie verbundenen Problemen, die ja auch zu ihrer Ablösung bei der Herstellung diskreter Transistoren geführt hatten. Beachtenswert bleibt dennoch der Gedanke der Nutzung von pn-Übergängen als isolierende Schicht der Transistoren zum Substrat hin. Er findet sich schließlich in veränderter Form im von *Noyce* entwickelten Integrationskonzept wieder.

Zusammenfassend läßt sich die Geschichte der Entwicklung der ersten monolithischen integrierten Halbleiterschaltkreise wie folgt darstellen:

1. Die Schaltkreisentwicklung bildete den Endpunkt jahrelanger Bemühungen der amerikanischen Elektronikindustrie um Schaltungsminiaturisierung. Sie erfüllte das technische Bedürfnis der Anwender nach Verringerung des Volumens, der Masse und der Leistungsaufnahme elektronischer Schaltungen sowie nach Erhöhung der Zuverlässigkeit. Die militärische Anwendung war das erklärte Einsatzgebiete der Entwicklung.

2. Die Entwicklung erfolgte an zwei verschiedenen Stellen annähernd gleichzeitig nach unterschiedlichen Konzepten. Beiden war gemeinsam, daß sie sich unmittelbar an die zum damaligen Zeitpunkt beherrschte Transistortechnologie anlehnten: *Kilby* verwendete die Mesatechnik, *Noyce* stand die Planartechnik zur Verfügung. Bei *Kilbys* Schaltkreis wurden im Prinzip nur „parasitäre" Elemente der Transistoren (Sperrschichtkapazität, Bahnwiderstände) zum Aufbau der Schaltung genutzt. *Noyce* Konzept ging insofern darüber hinaus, daß er diffundierte Widerstände, Isolation durch in Sperrichtung vorgespannte pn-Übergänge, Passivierung der Schaltkreisoberfläche und eine auf die Siliziumdioxidschicht aufgedampfte Verdrahtung verwendete.

3. Die wissenschaftliche Leistung *Kilbys* besteht darin, bewiesen zu haben, daß es möglich ist, Schaltungen nur aus Halbleitermaterial aufzubauen und dabei bekannte physikalische Effekte (Leitfähigkeit des Halbleiters, Sperrschichtkapazität eines pn-Übergangs) auszunutzen. Der Vorteil, den diese Vorgehensweise gegenüber allen anderen vorherigen Miniaturisierungsversuchen bot, war, daß durch die Verwendung nur *eines* Materials klar war, daß man prinzipiell alle Bauelemente gleichzeitig herstellen konnte.

4. *Noyce's* wissenschaftliche Leistung ist es, durch Übertragung der Planartechnik vom Transistor auf den integrierten Schaltkreis die Voraussetzungen für eine ökonomische Massenproduktion geschaffen zu haben. Sie bestanden im wesentlichen im Fortfall der bei *Kilbys* Schaltkreis notwendigen internen Bondverbindungen durch Verwendung der aufgedampften Verdrahtung.

NaA 135

Dipl.-Ing. *Hans-Peter Bär*, Sektion PHYTEB, Doz. Dr. sc. phil. Dr.-Ing. *Alfred Kirpal*, Sektion Marxismus-Leninismus, Technische Hochschule Ilmenau, PSF 327, Ilmenau, 6300

Fortsetzung im H. 6

Applikationserfahrungen mit dem Lasermodul VQ 150 in LWL-Ubertragungssystemen PCM 480

L. Steinhäuser, KDT, Greifswald

Mitteilung aus dem VEB Nachrichtenelektronik Greifswald

Faseroptische Übertragungssysteme mit dem neuen Übertragungsmedium Lichtwellenleiter (LWL) haben sich in vergleichsweise kurzer Zeit einen festen Platz in der Nachrichtentechnik erobert. Sie bilden eine wesentliche Voraussetzung für den schrittweisen Aufbau digitaler diensteintegrierender einheitlicher Fernmeldenetzstrukturen. Als Strahlungsquelle dominiert in LWL-Systemen die Laserdiode — neben der meist wahlweise verfügbaren Luminiszenzdiode für kürzere Entfernungen. In dieser Arbeit sollen Erfahrungen beim schaltungstechnischen Umgang und betrieblichen Einsatz des Lasermoduls VQ 150 (VEB Fernsehelektronik Berlin) am Beispiel eines 34 Mbit/s-Senders mitgeteilt werden.

1. Kurzcharakteristik Infrarot-Lasermodul VQ 150

Bei dem Laserdiodenmodul (kurz LDM) VQ 150 handelt es sich um einen gewinngeführten Oxidstreifenlaser der Wellenlänge 840 nm mit Multimodenspektrum aus der ersten Generation. Entgegen den anfangs meist eingesetzten Halbleiterlasern (z. B. LCW 10) ist diese Strahlungsquelle jedoch bereits als Verbundbauelement ausgeführt und vereint folgende Teile (Bild 1):

- Laserdiodenchip
- Monitorfotodiode
- thermoelektrisches Kühlelement (Peltierkühler)
- Thermistor
- 14poliges Metallgehäuse mit GI-Anschluß-LWL 50/125 µm und LWL-Stecker.

Diese sehr häufig anzutreffende Modulart gewährleistet durch die auf etwa 25 °C geregelte Innentemperatur in der Nähe des LD-Chips (LD Laserdiode) eine gute Konstanz der Laserkennlinie, hohe Lebensdauer der LD, sowie günstige Bedingungen für eine stabile Position des am Laserchip angekoppelten Lichtwellenleiters im Langzeitbetrieb und ermöglicht über die am rückseitigen Laserspiegel befindliche Fotodiode (FD) eine Stabilisierung der optischen Ausgangsleistung. Die Vorzüge werden allerdings mit einer relativ hohen Betriebsleistung des Mikrokühlers erkauft, die als Verlustwärme nach außen abzuführen ist. Außerdem wird für das Kühlelement eine hohe Lebensdauer gefordert.

Der schaltungstechnische Mehraufwand für den Temperaturregelkreis fällt kaum ins Gewicht, da eine einfache Brückenschaltung ausreicht. Wesentliche technische Daten für den praktischen Einsatz des LDW VQ 150 nach [1] sind:

- Wellenlänge $\lambda = (840 \pm 20)$ nm
- Impulsspitzenleistung im LWL $\Phi_{LLRM} = 4$ mW bei einer durchschnittlichen Sendeleistung von 1 mW der 41 Mbit/s-Impulsfolgen (Dauerbetrieb)
- garantierte maximale Schwankungsbereiche des statischen LD-Kennlinienfeldes (Schwellstrom I_{th}, Neigung η, Sockellicht bei I_{th})
- Anstiegs- und Abfallzeit bei 41 Mbit/s-Impulsbetrieb von 1 bis 2 ns (abhängig von Vorstrom und Ansteuerung)
- zulässige Amplitude ggf. überlagerter Relaxationsschwingungen $\leqq 30\,\%$ der Impulsdachhöhe; Vorstrom $I_V = 0{,}6\, I_{th}$
- langsame Monitordiode, Fotostrom $I_P = 50$ bis $3500\,\mu$A bei $\Phi_{LL} = 2$ mW; Dunkelsperrstrom $I_{RO} \leqq 250$ nA
- Fotostromgleichlaufverhältnis im Lebensdauerzeitraum

$$K_{IP} = \left.\frac{I_P}{I_P\,(t=0)}\right|_{\Phi_{LL} = 2\,\mathrm{mW}} = 0{,}63 \text{ bis } 1{,}58$$

- Spannungs- und Stromwerte des Mikrokühlers zur Erzeugung eines Temperaturhubes von $\Delta T = 40$ K zwischen Modulflansch und innerer Senke $U_F \leqq 4$ V, $I_F \leqq 0{,}85$ A (Lebensdauerende)
- Betriebstemperaturbereich 5 bis 55 °C (Flanschtemperatur $\leqq 65$ °C)
- mittlerer Ausfallabstand des LDM $\lambda_B = (1 \cdot 10^{-5}$ bis $1 \cdot 10^{-6})$ h^{-1}.

Mit den Daten erstreckt sich der Anwendungsbereich der Strahlungsquelle VQ 150 auf Bitraten zwischen 2 (oder weniger) und 140 (167) Mbit/s von GI-LWL-Systemen (GI Gradientenindex) im 1. optischen Fenster.

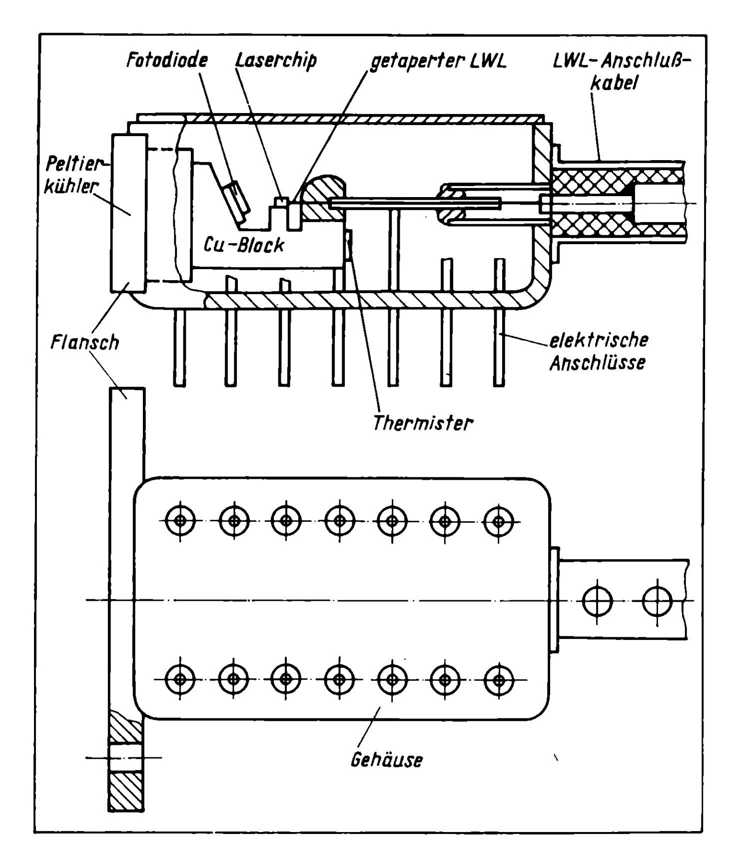


Bild 1. Schematischer Aufbau des LDM VQ 150 (Verbindungsleitungen nicht gezeichnet)

2. Konzeptionelle Gesichtspunkte bei Lasersendern im Digitalbetrieb

Die Wahl und die Ausführung von LD-Senderschaltungen für PCM-Systeme wird neben den Grenzdaten der LD selbst in starkem Maße durch Forderungen der Hauptanwender (in der Regel Postverwaltungen) an das Gesamtsystem geprägt. Typische Forderungen dieser Art sind:

- möglichst große Regeneratorabstände, d.h., hohe Sendeleistung unter Berücksichtigung der zutreffenden CCITT-Empfehlungen an das Gesamtsystem
- hohe Zuverlässigkeit und gute Pegelkonstanz
- Einhaltung spezifischer Sicherheits- und Wartungsbedingungen
- Einhaltung spezieller Umweltbedingungen (z.B. Betriebstemperatur 5 bis 45 °C, Lager- und Transportbedingungen u.a.m.)
- Verwendung eines vorgeschriebenen Gefäßsystems unter Ausschluß von Zwangskühlung.

Daneben spielen natürlich auch Leistungsverbrauch, Volumen, Masse und Ökonomie eine Rolle.

Ausgangspunkt des Schaltungsentwurfs sind der zu realisierende optische Impulsverlauf des Senders und das anzuwendende Regelprinzip. Eine Stabilisierung der optischen Sendeleistung wird bei LD-Sendern wegen der außerordentlich steilen Laserkennlinien (max. 0,26 W/A im Fall VQ 150) und deren Verschiebung infolge Alterung auch bei interner Kühlung als unumgänglich angesehen. Im Fall des hier betrachteten 34(41)-Mbit/s-Senders ist ein 5B/6B-codiertes Binärsignal der Bitrate 41 Mbit/s im RZ-Format zu erzeugen. Das entspricht einem optischen Rechtecksignal der Nennbreite 12 ns, dessen Amplitude $\Phi_{\sqcap}$ das Vierfache des zeitlichen Mittelwertes Φ_S beträgt (Φ_S mittlere Strahlungsleistung), wobei dieser Code Impulsgruppen von max. 6 „High" oder „Low" als Extremfall für das dynamische Laserverhalten enthält. Im Interesse eines hohen Energieinhalts der Sendeimpulse und geringer Intersymbolinterferenzen am optischen Empfänger soll sich die Impulsverformung des nominellen Rechtecksignals auf der Sendeseite in Grenzen halten. Weiterhin wird auf einen geringen Gleich-„licht"anteil (Fußlicht, Sockellicht) des Sendesignals Wert gelegt, da dieser keine Information enthält und die LD unnötig belastet. Das gilt nur bedingt, wenn das Sockellicht für Regelzwecke oder für Zusatzmodulation (Datenkanal) herangezogen werden soll.

Entsprechend den zulässigen Schwankungen der statischen LD-Kennlinie $\Phi_{LL} = f(I_F)$ nach Bild 2 muß die Laserdiode in Flußrichtung mit Strömen $I_F = I_{th} + \Delta I_F = (60$ bis $145) + (15{,}5$ bis $62{,}5)$ mA geschaltet werden, um Impulsamplituden von 4 mW (0 dBm Mittelwertsleistung) zu erzeugen. Der dynamische Widerstand der LD um etwa 5 Ω (Flußrichtung) erfordert Stromeinprägung durch den Steuertransistor, sowie die Berücksichtigung von Reiheninduktivitäten und Parallelkapazitäten des LDMs bei höheren Bitraten. Als Faustregel kann gelten, daß die gewünschten Flankensteilheiten des optischen Impulses mindestens schon durch den Steuerimpulsverlauf erreicht werden müssen, wobei der Lasereffekt eine Versteilerung der Vorderflanke (nicht der Rückflanke) bewirkt, wie aus Bild 6 zu ersehen ist.

Abgesehen von dem Erfordernis der Leistungsregelung, ist es zweckmäßig mit einem Vorstrom I_v, auf den der Impulsstrom $I_{\sqcap}$ aufgesetzt wird, das Schaltverhalten der LD zu verbessern. Neben breiteren Flanken ist bei geringem oder fehlendem Vorstrom u.U. eine starke Wellung der Impulsdächer der optischen Impulse zu beobachten. Beim Impulsbetrieb des VQ 150-Moduls mit 41 Mbit/s konnte eine gute Rechteckannäherung der optischen Impulsform bei Vorströmen von (0,5 bis 0,8) I_{th} erzielt werden.

Die Forderungen an die optischen Impulse sind mit einer Impulsansteuerschaltung, bestehend aus einem in Emitterschaltung betriebenen handelsüblichen HF-Transistor mit vorgeschalteter Differenzverstärkerstufe, erfüllbar. Letztere dient zur Begrenzung (Schutz des Lasers) und individuellen Einstellung von Impulshöhe und -breite der elektrischen Ansteuerimpulse (Bild 3).

Die bei LD-Sendern angewandten, z.T. recht komplizierten Regelschaltungen zur Sendepegelstabilisierung können im wesentlichen in folgende Gruppen eingeteilt werden:

Stabilisierung (A) der optischen Spitzenleistung bzw.
(A1) der optischen Impulsamplitude
(B) der optischen Mittelwertleistung bzw.
(B1) des Fußlichts (logisches „Low")

über die Regelung (a) des Vorstroms bei konstanter Impulsamplitude
(b) der Impulsstromamplitude bei konstantem Vorstrom,

bzw. durch Kombination dieser Varianten.

Sehr anspruchsvolle Schaltungslösungen verwenden für die unabhängige Regelung der Impulsamplitude und des Mittel- oder auch

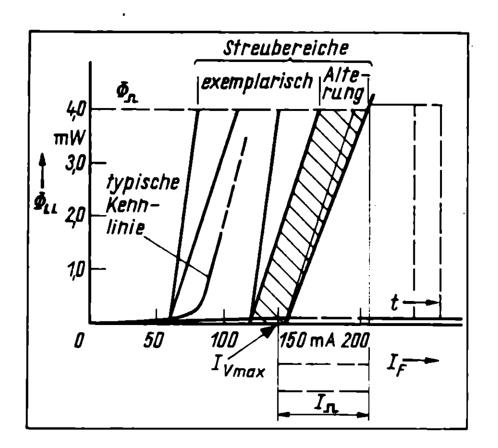


Bild 2. Streubereiche der statischen LD-Kennlinie VQ 150

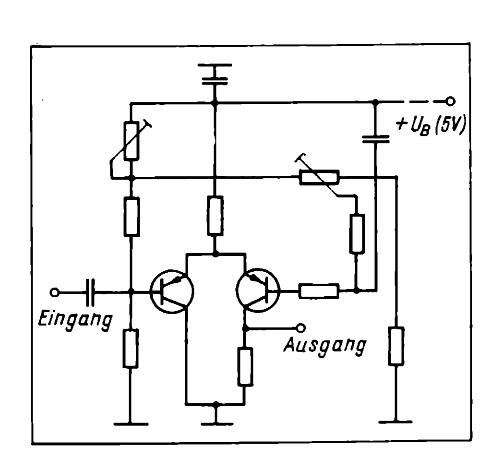
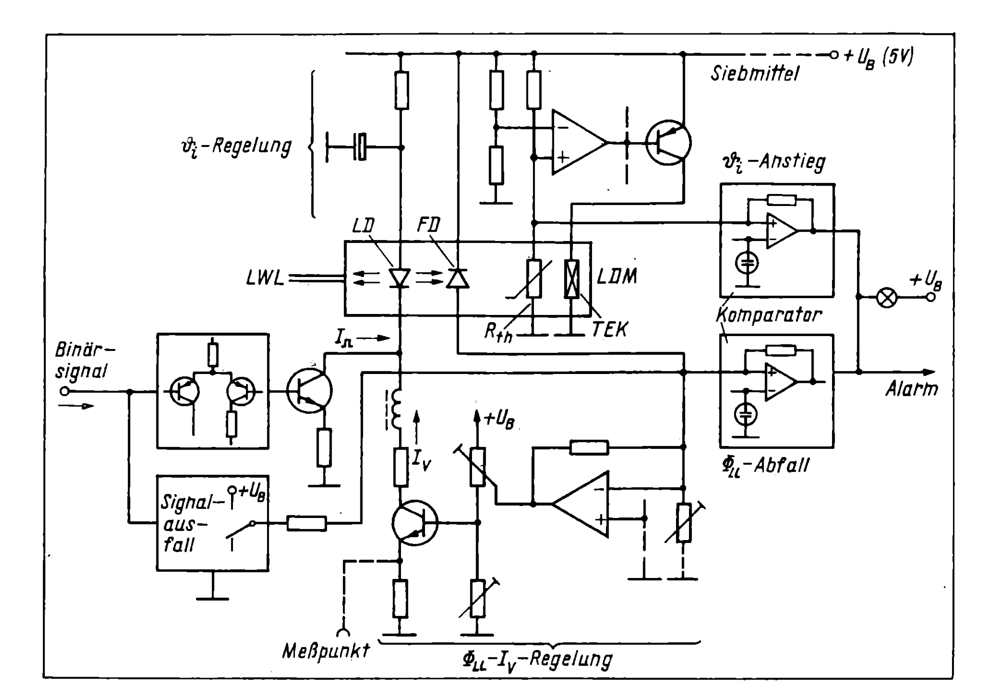


Bild 3. Differenzverstärkerbegrenzerschaltung



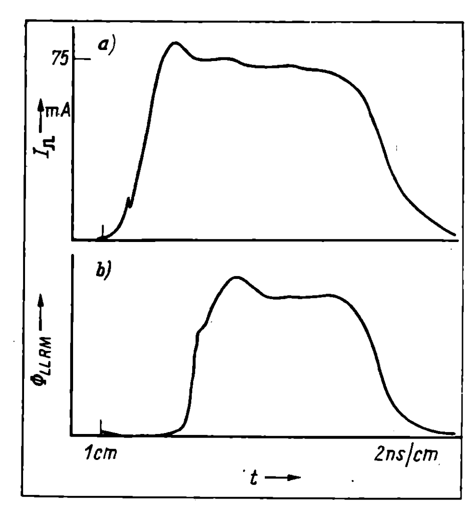


Bild 6. Verschiebung des Lasereinsatzes gegenüber dem Steuerstrom bei $I_V < I_{th}$ a) Impulsflußstrom; b) Impulsstrahlungsleistung der LD

Bild 4. Funktionsschema eines optischen Senders mit VQ 150

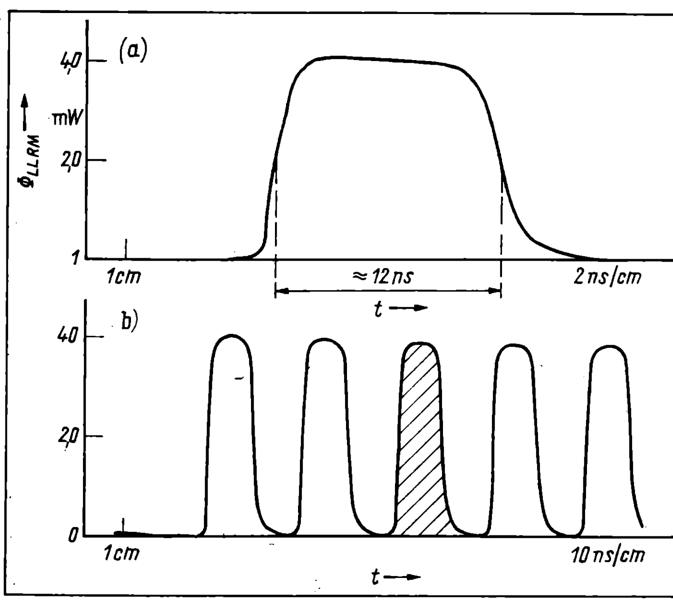


Bild 5. Zeitlicher Verlauf von optischen Sendeimpulsen mit VQ 150 unter Betriebsbedingungen nach Bild 4
a) Darstellung des mittleren Einzelimpulses (schraffiert) $I_V = 40$ mA, $I_{th} = 80$ mA, Φ_{LLRM} = Strahlungsleistung im Impulsbetrieb
b) Impulsgruppe 5 mal „High“ nach 5 mal „Low“

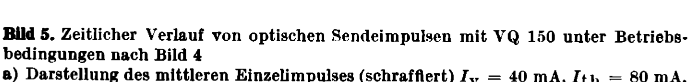
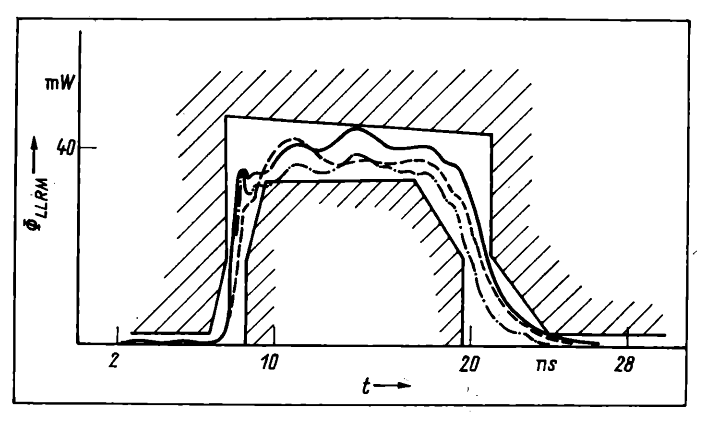


Bild 7. Auswirkung exemplarischer Streuungen der LD auf die optische Impulsform



des Sockelwerts der Strahlungsleistung mehrere getrennte Regelkreise mit den Stellgrößen Vorstrom und Stromimpulsamplitude. Voraussetzung hierfür ist wie im Fall (A), (A1) ganz allgemein eine schnelle Monitordiode mit Schaltzeiten in der Größenordnung der zu übertragenden reziproken Bitrate oder ein Pilotton. Im Fall des LDMs VQ 150, dessen Fotostrom dem zeitlichen Mittelwert der optischen Gesamtleistung proportional ist, bietet sich die weit verbreitete Variante der reinen Vorstromregelung mit nur einem Regelkreis an (Kombination von (a) mit (B)). Sie erfordert einen relativ geringen Schaltungsaufwand und ist leichter beherrschbar als mehrere Regelschleifen.

Wenn die optische Impulsamplitude über den Mittelwert der Gesamtleistung stabilisiert werden soll, verbieten sich größere Schwankungen des Fußlichtanteils. Um dies zu gewährleisten, muß $I_V < I_{th}$ bleiben. Als weitere Randbedingung ist eine ausreichende Regelreserve von I_V beim kleinsten auftretenden Schwellstrom zu beachten — falls die Stromimpulsamplitude nicht exemplarisch abgeglichen werden soll.

Die erreichbare Pegelkonstanz der eingekoppelten Strahlungsleileistung über einen längeren Zeitraum hängt bei optischen Sendern davon ab, inwieweit eine zeitlich stabile Proportionalität zwischen Monitorfotostrom I_P und Sendeleistung Φ_{LL} vorhanden ist. Hierbei sind mindestens 3 Einflußgrößen wirksam, die möglichst keine Alterungserscheinungen zeigen dürfen:

- Proportionalität der optischen Leistung zwischen vorderem und hinterem Laserspiegel
- Ankopplung der Monitorfotodiode
- Ankopplung des Anschlußlichtleiters (pigtail).

Der letztgenannte Punkt hat sich als die eigentlich kritische Größe herausgestellt, die insbesondere beim Übergang zu Monomodelasern zunehmend qualitäts- und preisbestimmend wird [2]. Natürlich könnte das Problem durch Einführung eines Strahlteilers am vorderen Laserspiegel gelöst werden. Die damit verbundene Zusatzdämpfung einschließlich des Mehraufwands haben zu einer Anwendung jedoch bisher nur in der optischen Meßtechnik geführt. Beim LDM VQ 150 werden diese Effekte summarisch durch das Fotostromgleichlaufverhältnis K_{IP} ausgedrückt. Demnach ist ein alterungsbedingtes Driften des (stabilisierten) Sendepegels von kleiner $\pm$ 2 dB im Lebensdauerzeitraum zu berücksichtigen.

3. Funktionsschema und Meßergebnisse eines 41-Mbit/s-Senders mit VQ 150

Bild 4 zeigt das Blockschaltbild eines 41-Mbit/s-Senders mit VQ 150, welches die genannten Gesichtspunkte berücksichtigt. Die Addition von I_V und $I_{\sqcap}$ erfolgt direkt an der LD (voneinander entkoppelt). Die Stabilisierung der inneren Temperatursenke auf $\vartheta_i = 25$ °C wird durch Regelung der Kühlleistung des Peltierkühlers vorgenommen. Als Meßfühler dient der interne Thermistor R_{th}, dessen Bezugswert 10 kΩ beträgt. Da eine Umkehr der Stromrichtung des Kühlers praktisch unzulässig ist [1], scheidet ein Heizbetrieb des

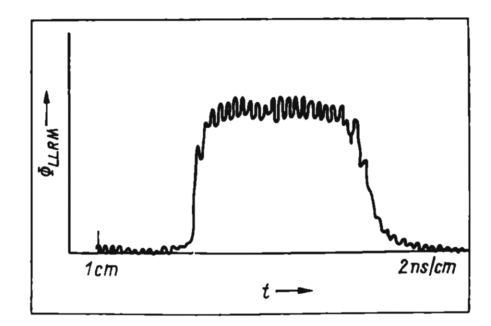


Bild 8. Beispiel für Relaxationsschwingungen beim VQ 150

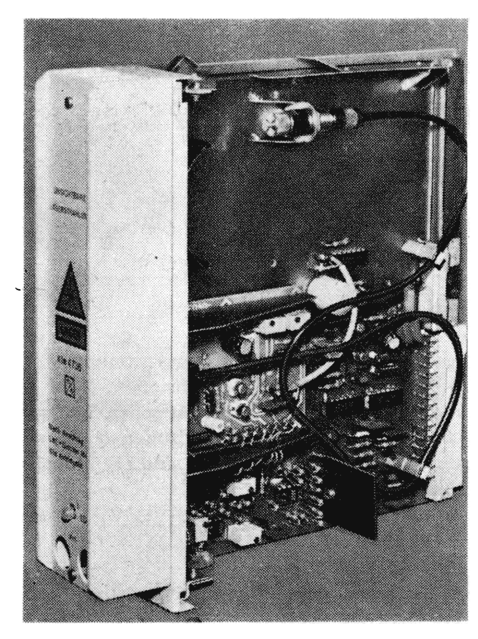


Bild 9. Realisierte Sendebaugruppe des Systems DÜS-LL-34 (Foto)

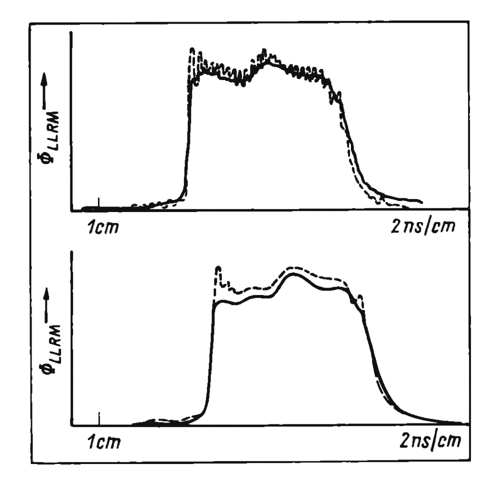


Bild 10. Zeitliche Veränderungen der optischen Impulsform an zwei Beispielen:
——— Ausgangsform
– – – nach 14 Tagen Dauerlauf

Moduls (bei der unteren Betriebstemperaturgrenze etwa) aus. Da man stets von einer gewissen Eigenwärme des Gerätesystems ausgehen kann, in dem der Sender betrieben wird, ist ein Heizen i. allg. auch nicht erforderlich.
Laserdioden können durch kurze Überspannungs- bzw. Stromspitzen sehr leicht zerstört werden, so daß Schutzmaßnahmen unerläßlich sind. Im vorliegenden Fall hat sich eine Mehrfach-*L*-*C*-Siebkette der stabilisierten Versorgungsspannung $+5$ V in Verbindung mit einem 1 Ω Reihenwiderstand vor der LD und Impulsbegrenzung (Bild 3) als ausreichend erwiesen.
Aus dem Blockschaltbild geht weiter hervor, daß bei fehlendem Eingangssignal der Sender auf minimale Ausgangsleistung geregelt wird, was der Lebensdauer des LD-Chips zugute kommt.
Dem Degradationsverhalten, das alle Halbleiterstrahlungsquellen und Peltierelemente mehr oder weniger aufweisen, wird durch die Überwachung der Modulinnentemperatur und der optischen Leistung zentral im Übertragungssystem Rechnung getragen. Somit kann eine vorbeugende Instandhaltung durch (nichtdringenden) Systemalarm bei Erreichen von vorgegebenen Schranken eingeleitet werden. Ein wertvolles Hilfsmittel, um Erfahrungen über das Alterungsverhalten der LD zu gewinnen, erhält man durch Herausführen eines Meßpunktes für den Vorstrom I_V.
In den Bildern 5 bis 9 sind optische Impulsverläufe, wie sie mit einer Sendeschaltung nach Bild 4 erzielt wurden, aufgezeichnet. Der dargestellte Einzelimpuls bezeichnet stets den mittleren Impuls eines kritischen Bitmusters mit 5 „High" nach 5 „Low", wobei der Vorstrom im Bereich (0,5 bis 0,6) I_{th} der jeweiligen LD liegt. Die Kurven wurden mit Hilfe eines schnellen optisch-elektrischen Konverters ($f_{grenz} > 1$ GHz), Sampling-Oszillograf und Kennlinienschreiber aufgenommen.
Bild 5 zeigt zunächst eine Impulsgruppe (b) und den vergrößerten Einzelimpuls (a). Im Bild 6 sind Steuerstromimpuls (a) und optischer Laserimpuls (b) eines anderen VQ 150-Exemplars gegenübergestellt. Deutlich ist die hier besonders stark ausgeprägte zeitliche Verschiebung zwischen den Anstiegsflanken von Impulsstrom $I_{\sqcap}$ und Strahlungsleistung Φ_{LLRM} (typisch für Laser) zu erkennen. Die gute Reproduzierbarkeit der Impulsform hinsichtlich exemplarischer Streuungen verdeutlicht Bild 7 anhand von 3 extremen Exemplaren VQ 150, die sich im Rahmen eines Prüftoleranzfelds bewegen. Hierbei ist allerdings zu berücksichtigen, daß bereits die Steuerstromimpulsverläufe verschiedener LD-Exemplare etwas voneinander differieren.
Von einigen Ausnahmen abgesehen wurden Relaxationsschwingungen unter den Betriebsbedingungen der LD nur mit geringen Amplituden beobachtet (Bild 8). Durch das Tiefpaßverhalten von Übertragungsmedium und optischem Empfänger treten diese den optischen Impulsen überlagerten Schwingungen mit einer Frequenz über 1 GHz bei einer Bitrate von 41 Mbit/s kaum in Erscheinung. Ein nicht ganz eindeutiger Zusammenhang scheint allerdings zwischen großen Relaxationsamplituden und Degradation der LD zu bestehen. Hierfür bedarf es jedoch erst noch umfangreicher Einsatzerfahrungen über einen längeren Betriebszeitraum.

Bild 9 zeigt eine realisierte 34 (41)-Mbit/s-Sendebaugruppe mit VQ 150. Mit dieser Baugruppe, die Bestandteil des Übertragungssystems DÜS-LL-34 ist, wurde in den vergangenen 3 Jahren eine größere Anzahl VQ 150 aus verschiedenen Chargen des Herstellers unter Betriebsbedingungen erprobt und die funktionellen Eigenschaften im Langzeitbetrieb getestet. Dabei bestätigte sich der bekannte Sachverhalt, daß bei Laserstrahlungsquellen neben der ständigen Verschiebung der Leistungsanteile der einzelnen Spektrallinien des Modenspektrums i. allg. auch zeitliche Veränderungen der optischen Impulsdachform auftreten, die sich jedoch in Grenzen halten und die digitale Signalübertragung nur in Extremfällen beeinträchtigen (Bild 10). Im Gegensatz zu elektrischen Impulsgeneratoren ist dieser Fakt bei Prüftechnologie und Qualitätssicherung faseroptischer Sender in Betracht zu ziehen.
Insgesamt konnte auch im Langzeitbetrieb nachgewiesen werden, daß der LDM VQ 150 die technischen Anforderungen von 34 Mbit/s-LWL-Übertragungssystemen erfüllt.

4. Zusammenfassung

Laserstrahlungsquellen bzw. -sender für optische PCM-Trakte haben eine Reihe von Besonderheiten gegenüber anderen Sendeschaltungen. Der LDM VQ 150 als ein Vertreter der 1. Bauelemente-Generation dieser Art ist in einem weiten Frequenzbereich bei Bitraten bis 140 Mbit/s im Impulsbetrieb einsetzbar, wie Untersuchungen im Forschungszentrum des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik gezeigt haben. Anhand dieses Bauelements konnten wertvolle Erfahrungen bezüglich schaltungstechnischem Umgang und Betriebseigenschaften von Lasersendern beim Bauelementehersteller und -anwender gesammelt werden. Die gewonnenen Erkenntnisse sind eine gute Basis für die Realisierung weiterer Halbleiter-Laser-Generationen (index-guided laser, single-mode laser) und LWL-Übertragungssysteme im nationalen Bereich.
Herrn Dipl.-Ing. *W. Jakowski* danke ich für die Bereitstellung von Meßergebnissen und für wertvolle Hinweise zum Problemkreis optischer Sender.

NaA 54

Literatur

[1] TGL 42942 Infrarotlasermodul VQ 150, Dez. 1987
[2] *Richter, H.; Ries, R.; Sporleder, F.:* Grundeigenschaften optischer Übertragungssysteme. Lasersender für optische Nachrichtensysteme. Fernmeldeingenieur 41 (1987) 7/8, S. 31

Dr.-Ing. *Lothar Steinhäuser*, VEB Nachrichtenelektronik Greifswald, Gützkower Landstr., Greifswald, 2200

Zusatzdämpfung durch Mikrokrümmungen in kurzen Multimode-Lichtwellenleitern mit Stufenprofil

I. Suchoiwanow, Charkow

Mitteilung aus der Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik

Die Dämpfung in Lichtwellenleitern wird durch die Absorbtion des Glasmaterials, die Rayleighstreuung im Glas sowie durch Abstrahlung an Inhomogenitäten, insbesondere an Mikrokrümmungen bestimmt. Es ist bekannt, daß die Dämpfung durch Mikrokrümmungen von der Struktur und den Parametern des exakt geraden Lichtwellenleiters und vom Ortsspektrum der Mikrokrümmungen abhängt [1]. Letzteres wird durch den Herstellungsprozeß der LWL-Ader und des LWL-Kabels, die Verlegetechnologie und die Umweltbedingungen beeinflußt. Theoretische und experimentelle Untersuchungen zeigen als Gesetzmäßigkeit: um die Zusatzdämpfung durch Mikrokrümmungen zu verringern, muß man die Brechzahldifferenz zwischen Kern und Mantel vergrößern. Die Vergrößerung des Radius des Fasermantels führt auch zu einer Verkleinerung der Zusatzdämpfung. Unter den anderen Konstruktions- und Herstellungsparametern sind die Kennwerte der polymeren Schutzschichten (im wesentlichen deren Elastizitätsmodule) und die Exzentrizität des Kerns von praktischem Interesse. Nur in einigen Arbeiten [2] [3] wurde die Zusatzdämpfung durch Mikrokrümmungen in kurzen Multimode-LWL untersucht. Angaben über den Einfluß der Konstruktionsparameter, darunter des Elastizitätsmoduls der Schutzschichten, und der Mikrokrümmungsparameter sind nur in geringem Umfang bekannt; die Verluste in den ersten Metern eines LWL bezieht man meist in die Anregungsverluste des LWL ein.

1. Berechnung der Zusatzdämpfung

Zur Analyse der Zusatzdämpfung durch Mikrokrümmungen in kurzen Multimode-LWL wird eine Methode angewendet, die auf der Lösung der Diffusionsgleichung

$$\frac{\partial \overline{P}(m,z)}{\partial z} + 2\,\alpha(m)\,\overline{P}(m,z) = \frac{1}{m}\frac{\partial}{\partial m}\left[m\,d(m)\,\frac{\partial \overline{P}(m,z)}{\partial m}\right] \tag{1}$$

mit einer von der Länge des LWL abhängigen Anzahl der berechneten statistischen Moden beruht. Dabei ist $\overline{P}(m, z)$ die mittlere Leistung einer Mode der Modengruppe m; m ist die Nummer der Modengruppe; $\mathrm{d}(m)$ der Modenkopplungsfaktor durch Mikrokrümmungen.

Für die weiteren Berechnungen wird angenommen, daß alle Moden gleich stark gedämpft werden ($\alpha(m) = \alpha_0$), was für die untersuchten Stufen-LWL mit Kieselglaskern ($2a = 50\,\mu$m) und Kieselglasmantel ($2b = 125\,\mu$m) näherungsweise der Fall ist. Die Anzahl der statistischen Moden k, die man bei der Lösung der Diffusionsgleichung berücksichtigen muß, wurde nach dem Kriterium

$$(\alpha_k - \alpha_1)\cdot z \leqq 10\,\mathrm{dB} \tag{2}$$

ermittelt, wobei α_1 und α_k die Dämpfungskoeffizienten der 1. und der k-ten statistischen Mode sind. Die Dämpfungskoeffizienten $\alpha_j = \alpha_1 \cdots \alpha_k$ stellen Eigenwerte der Diffusionsgleichung dar, z ist die LWL-Länge. Bild 1 zeigt die Anzahl der zu berücksichtigenden statistischen Moden als Funktion der LWL-Länge.

In den folgenden Gleichungen wird die Modengruppennummer m auf deren maximalen Wert m_c normiert: $x = m/m_c$.

Die auf die Stirnfläche des LWL-Anfangs fallende Strahlung regt die Anfangsleistungsverteilung $\overline{P}(x, 0)$ an. Die Änderung der Leistungsverteilung $\overline{P}(x, z)$ längs z wird durch die Diffusionsgleichung (1) beschrieben. Die Gesamtleistung längs z ergibt sich als Summe von statistischen Moden, die durch ihre Leistungen W_j, ihre Verteilungsfunktionen $G_j(x)$ und ihre Dämpfungskoeffizienten α_j charakterisiert sind [1]. Die Gesamtleistung des optischen Signals beträgt

$$P(z) = 2\,m_c^2 \int_0^1 x\,\overline{P}(x,z)\,\mathrm{d}z\,. \tag{3}$$

Berücksichtigt man die Entwicklung

$$\overline{P}(x,z) = \sum_j W_j\,G_j(x)\exp(-\alpha_j z)\,, \tag{4}$$

erhält man für die Leistungen am Eingang und am Ausgang des LWL:

$$P_E = 2\,m_c^2 \sum_{j=1}^{\infty} W_j \int_0^1 x\,G_j(x)\,\mathrm{d}x\,, \tag{5}$$

$$P_A = 2\,m_c^2 \sum_{j=1}^{k} W_j \exp(-\alpha_j z) \int_0^1 x\,G_j(x)\,\mathrm{d}x\,. \tag{6}$$

Der Wert k in (6) wird entsprechend der Bedingung (2) gewählt. Aus (5) und (6) erhält man die Dämpfung durch Mikrokrümmungen zu

$$a_M = -10\lg \frac{\sum_{j=1}^{\infty} W_j \int_0^1 x\,G_j(x)\,\mathrm{d}x}{\sum_{j=1}^{k} W_j \exp(-\alpha_j z)\int_0^1 x\,G_j(x)\,\mathrm{d}x}\,. \tag{7}$$

Zur Berechnung von a_M nach (7), braucht man die Eingangsleistung nicht nach (5) zu bestimmen. Der Zähler des Quotienten in (7) kann einfacher ausgehend von der Anregungsleistung und der Anregungseffektivität gefunden werden.

Die Dämpfung der statistischen Mode j wird wie bekannt [1] durch den Dämpfungskoeffizienten α_j beschrieben:

$$\alpha_j = \frac{d_0}{M}(q+1)\,\mu_{\nu j}; \tag{8}$$

- ν Ordnung der Besselfunktion, $\nu = -q/(q+1)$
- q Größe im Exponenten der Modenkoppelungsfunktion $\mathrm{d}(x) = d_0 \cdot x^{-2q}$. Für Stufen-LWL gilt $q = p$
- p Mikrokrümmungsparameter, abhängig von der Herstellungstechnologie des LWL, typische Werte sind $p = 1 \cdots 4$
- $\mu_{\nu j}$ j-te Nullstelle der Besselfunktion ν-ter Ordnung
- M Anzahl der geführten Moden
- d_0 konstanter Faktor der Modenkoppelungsfunktion.

Der Faktor d_0 beträgt für den Stufen-LWL nach [3]:

$$d_0 = \frac{64\,\langle\varkappa^2\rangle}{\pi^2\,\lambda^2}\,n_1^2\,p\sin\left(\frac{\pi}{2p}\right)L_K^{1-2p}\,(4\,\Delta)^{-p}\,a^{2p+2}; \tag{9}$$

d_0 bestimmt den Einfluß der Konstruktionsparameter auf die Übertragungsfunktion des durch Mikrokrümmungen gestörten LWL speziell auf die Dämpfung durch Mikrokrümmungen. Zu diesen Parametern gehört die Kernbrechzahl n_1, der Kernradius a, der Mantelradius b, der Mittelwert der Achsenkrümmung $\langle\varkappa\rangle$ sowie die Elastizitätsmodule des Lichtwellenleiters E_L und der polymeren Schutzschicht E_S. Die letztgenannten Parameter bestimmen die charakteristische Länge L_K in [9] zu

$$L_K = \left(\frac{\pi}{4}\,\frac{E_L}{E_S}\right)^{\frac{1}{4}} b\,. \tag{10}$$

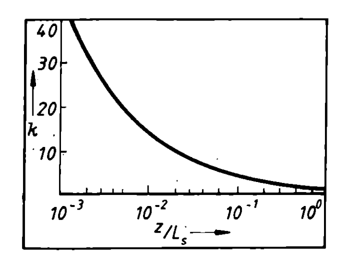


Bild 1. Anzahl der zu berücksichtigenden statistischen Moden nach (2), Normierung der Länge z auf $L_S = 10/(\alpha_2 - \alpha_1)$

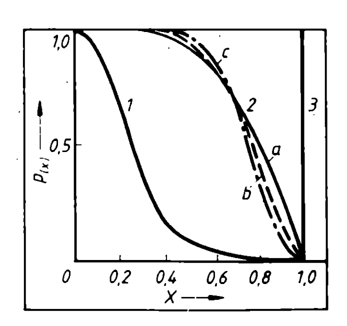


Bild 2. Modenleistungsverteilung als Funktion der normierten Modengruppennummer x; 1. Anregung nur der niedrigen Moden; 2. Anregung des stationären Zustandes a) $p = 1$; b) $p = 2$; c) $p = 3$ 3. gleiche Anregung aller Moden, stufenförmiger Verlauf

Verluste je Längeneinheit geringer, die Steigerung der Dämpfungskurve wird kleiner. Entgegengesetzte Ergebnisse werden bei der bevorzugten Anregung niederer Moden erreicht.

Das Verhalten wird deutlicher, wenn man eine Zusatzdämpfung a_z nach

$$a_z = a_M - \alpha_i l \tag{11}$$

definiert. Von der Dämpfung durch Mikrokrümmungen wird die Dämpfung abgezogen, die sich bei Anregung des LWL mit der stationären Leistungsverteilung ergeben würde. Die Zusatzdämpfung (zusätzlich zu $\alpha_1 \cdot l$) kann positiv oder negativ sein, wie im Bild 4 für die Beispiele nach Bild 3 gezeigt wird.

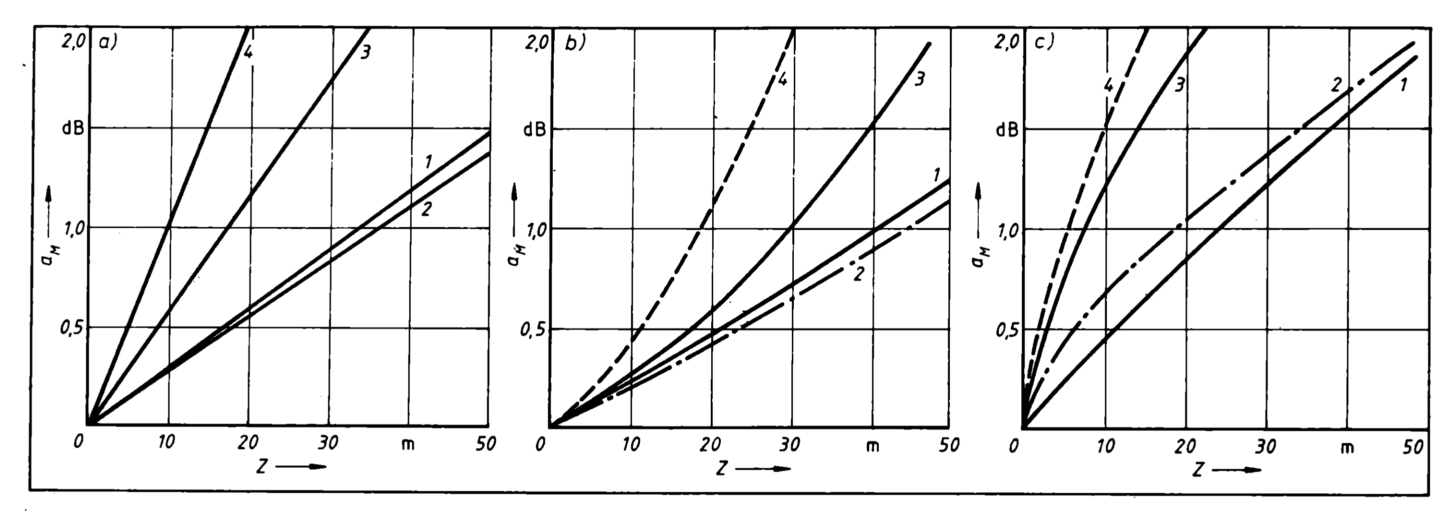


Bild 3. Dämpfung durch Mikrokrümmungen a_M für Stufen-LWL

a) Anregung des stationären Modengleichgewichts

b) Anregung nur der niedrigen Moden

c) Gleiche Anregung aller Moden

1. $E_S = 1{,}2$ GPa, $\langle \varkappa \rangle = 0{,}2\ \mathrm{m^{-1}}$, $p = 1$
2. $E_S = 0{,}04$ GPa, $\langle \varkappa \rangle = 1\ \mathrm{m^{-1}}$, $p = 3$
3. $E_S = 0{,}04$ GPa, $\langle \varkappa \rangle = 1\ \mathrm{m^{-1}}$, $p = 1$
4. $E_S = 0{,}7$ GPa, $\langle \varkappa \rangle = 1\ \mathrm{m^{-1}}$, $p = 2$

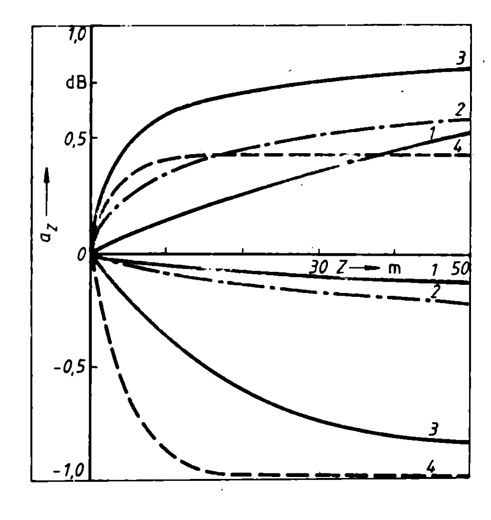


Bild 4 Zusatzdämpfung durch Mikrokrümmungen a_Z für die LWL nach Bild 3 (Z in m)

2. Einfluß der Modenleistungsverteilung

Die angeführte Berechnungsmethode erlaubt es, die Umverteilung der Modenleistungen längs z und damit die Veränderung der Signalamplitude in Multimode-LWL mit Mikrokrümmungen anzugeben. Es zeigt sich, daß die Anregungsbedingungen einen großen Einfluß auf die Verluste durch Mikrokrümmungen haben.

Für ausgewählte Kombinationen der Parameter E_S, $\langle \varkappa \rangle$ und p wurden die Dämpfungen durch Mikrokrümmungen a_M bei gleicher Anregung aller Moden, bei bevorzugter Anregung der niederen Moden und bei einer Anregung, die der Modenverteilung im stationären Zustand entspricht, berechnet.

Bild 2 zeigt diese Anregungen als Funktion der normierten Modengruppennummer.

Im Bild 3 sind die Dämpfungen durch Mikrokrümmungen für diese Anregungen und einige Parameterkombinationen dargestellt.

Eine Eingangsmodenverteilung mit wesentlichen Leistungsanteilen in höheren Moden führt zur Erhöhung der Verluste, was auf ihre stärkere Kopplung mit den verlustreichen Leckmoden zurückzuführen ist. Bei der Signalausbreitung längs des LWL werden die

Danach wirkt sich die Anregungsart verschiedenartig auf die Zusatzdämpfung aus. Das Verhalten ist abhängig von den gewählten Konstruktionsparametern.

Bei harter polymerer Schutzschicht (LWL 1 und 4) führt die Vergrößerung des Mikrokrümmungsparameters p (von $p = 1$ bei LWL 1 auf $p = 2$ bei LWL 4) dazu, daß unabhängig von der Art der Anregung der Betrag der Zusatzverluste größer wird.

Bei weicher Schutzschicht (LWL 2 und 3) gibt es diesen Effekt nicht. Die Vergrößerung des Mikrokrümmungsparameters p führt auch zu einer Verkleinerung der Zusatzdämpfung bei größerer Krümmung (LWL 2 mit $p = 3$ gegenüber LWL 3 mit $p = 1$). Deshalb ist es zweckmäßig, LWL mit Mikrokrümmungsparametern $p > 1$ herzustellen. Die komplizierte Abhängigkeit der Zusatzdämpfung von den Parametern $\langle \varkappa \rangle$ und E_S bedarf weiterer Untersuchungen.

Praktisch wichtig ist die Möglichkeit der Minimierung der Zusatzdämpfung durch entsprechende Auswahl der LWL-Parameter und der Anregung.

3. Zusammenfassung

Mit einer ausreichend großen Anzahl statistischer Moden wird die Dämpfung durch Mikrokrümmungen in einem kurzen Stufen-LWL berechnet und ihr Wert in Abhängigkeit von typischen Anregungsbedingungen und Konstruktionsparametern des LWL angegeben.

NaA 52

Literatur

[1] *Unger, H.-G.:* Planar Optical Waveguides and Fibres. Oxford: Clarendon Press, 1977

[2] *Midwinter, J. E.:* Optical Fibres for Transmission. London: John Wiley, 1979

[3] *Suchoiwanow, I. A.:* K opredeleniju dopolnitelnich potjev w korotkich mnogomodowjuch opticheskich wolnowodach. (Zur Bestimmung der Zusatzverluste in kurzen Multimoden-LWL.) Radiotechnika, Charkow (1985) 75, S. 26–29

Dr.-Ing. *Igor Suchoiwanow*, Hochschule für Radioelektronik Charkow (UdSSR); Lehrstuhl für Mikrowellentechnik (zeitweise Humboldt Universität zu Berlin, Sektion Elektronik)

Rauschanalyse von Multirate-Systemen. Teil 1

W. Wardenga, Greifswald

Mitteilung aus der Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik

In der digitalen Signalverarbeitung finden Multirate-Systeme (MRS), d.h. Systeme, in denen eine Änderung der Abtastrate vorgenommen wird, breite Anwendung. Die Entwicklung der Theorie von MRS [1] [2] wurde durch die mit dem Übergang zur integrierten Schaltungstechnik verbundenen Forderung stimuliert, die Komplexität der Algorithmen (ausgedrückt etwa durch die Anzahl der erforderlichen Multiplikationen je Sekunde) in technologisch vertretbaren Grenzen zu halten. In der Nachrichtentechnik finden MRS z.B. bei Arbeiten für die integrierte Realisierung von Transmultiplexern [3] und für das Teilnehmerinterface von PCM-Anlagen [4] Verwendung. Mit dem Entwurf und der praktischen Realisierung von MRS befassen sich viele Arbeiten, stellvertretend sei auf das umfangreiche in [1] zitierte Schrifttum verwiesen. Für die praktische Anwendung vom MRS, wie auch aus systemtheoretischer Sicht, ist die Analyse des Übertragungs- und Rauschverhaltens von Bedeutung, so z.B. für die Analyse des Störverhaltens infolge der endlichen Wortlänge. Die Analyse von MRS wird jedoch durch den Umstand erschwert, daß diese zur Klasse der Systeme mit periodisch veränderlichen Parametern [5] und damit zu den instationären Systemen gehören. Demzufolge können die am Ausgang und an inneren Punkten vorliegenden Signale auch dann instationärer Natur sein, wenn die Erregung ausschließlich durch stationäre Rauschquellen erfolgt. Die üblicherweise für zeitdiskrete Signale und Systeme verwendeten Beschreibungsformen im Frequenzbereich setzen jedoch deren Stationarität voraus, so daß sie (zumindest ohne einschränkende Voraussetzungen) nicht für die Analyse von MRS anwendbar sind. So wird z.B. bei einer Systemcharakteristik durch die z-Übertragungsfunktion bereits mit der Definition der Transformationsvariablen $z = e^{pT}$ eine einheitliche Abtastrate $f_s = 1/T$ vorausgesetzt. Ebenso ist die übliche Frequenzbereichsbeschreibung eines zeitdiskreten Rauschsignals durch eine zeitinvariante spektrale Rauschleistungsdichte nur dann gerechtfertigt, wenn sich die Autokorrelationsfunktion (AKF) $r_x(n_1, n_2)$ auf eine Funktion des Distanzparameters $|n_1 - n_2|$ reduzieren läßt, d.h. das Rauschsignal stationär ist. Um trotzdem bei der Rauschanalyse nicht ausschließlich auf die numerisch recht aufwendigen Zeitbereichsmethoden angewiesen zu sein, werden in der Literatur [6] [7] quasistationäre Analyseverfahren verwendet, die eine weitgehende Übertragung der Analysemethoden für zeitinvariante Digitalfilter [8] auf MRS enthalten und in vielen — aber nicht in allen — Fällen richtige Ergebnisse liefern.

In diesem Artikel wird aufbauend auf [9] ein Verfahren zur Rauschanalyse von MRS im Frequenzbereich vorgestellt, das auf einer mathematischen Beschreibung der Systeme und Signale durch verallgemeinerte Übertragungsfunktionen und verallgemeinerte Spektren basiert und dem instationären Verhalten der MRS konsequent Rechnung trägt. Im ersten Teil erfolgt nach einer Darstellung der Grundlagen die Anwendung auf Interpolatoren, im zweiten Teil werden das Rauschverhalten von Dezimatoren diskutiert und Beziehungen zur quasistationären Rauschanalyse abgeleitet.

1. Grundlagen

1.1. Basisprozesse in MRS: Interpolation und Dezimation

Die für MRS typischen Änderungen der Abtastrate zeitdiskreter Signale erfolgen in Interpolatoren und Dezimatoren. Unter der Interpolation einer Signalfolge um den Faktor L versteht man eine Erhöhung ihrer Abtastrate auf den L-fachen Wert, d.h., nach Bild 1 werden zwischen je zwei benachbarte Werte des Eingangssignals L-1 geeignete Zwischenwerte eingefügt. Dazu gibt es unterschiedliche Algorithmen; im Sinne einer einheitlichen systemtheoretischen Beschreibung ist es zweckmäßig, die Interpolation (zumindest gedanklich) in zwei Schritten vorzunehmen [1] [2]: Bei der Interpolation 0-ter Ordnung bleiben die Werte des Eingangssignals unverändert und als Zwischenwerte werden die einfachst möglichen, nämlich Nullen verwendet

$$y(m) = \begin{cases} x(m/L) & \text{für } m = n\,L \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad . \tag{1}$$

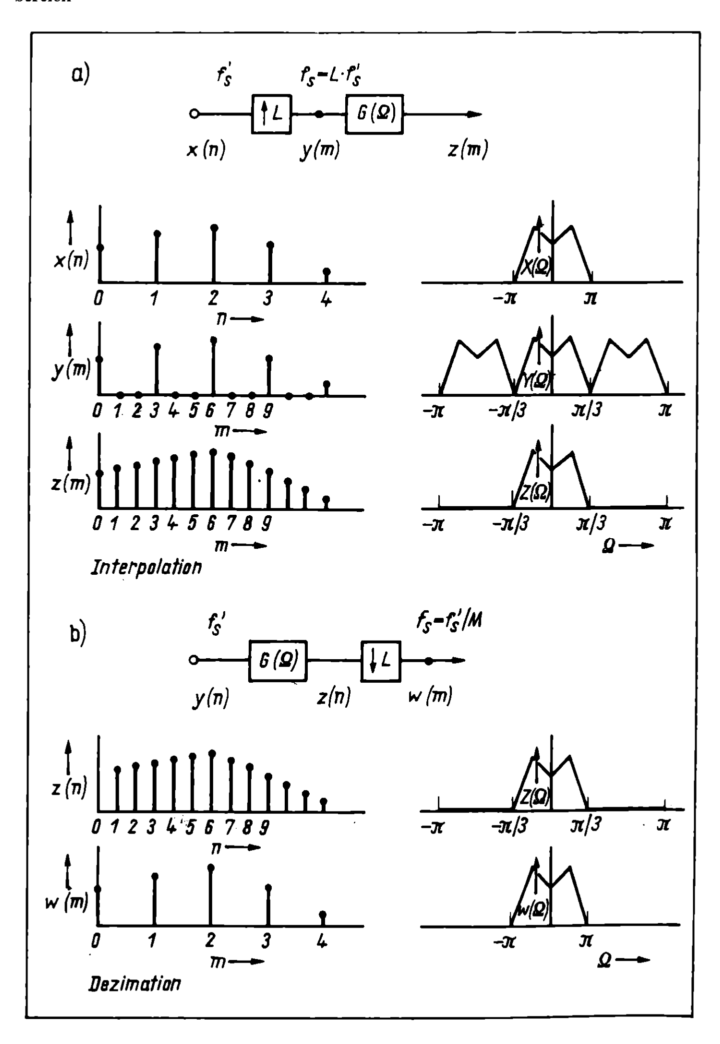
Für die Relation zwischen den Spektren, die nach Tafel 1 als infinite diskrete Fouriertransformierte (DFT) der Signalfolgen definiert sind[1]), ergibt sich:

$$Y(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)\, e^{-j\Omega L n} = X(L \cdot \Omega) \tag{2}$$

(durch die Verwendung der normierten Frequenzvariablen Ω ist die Rechnung nicht an eine bestimmte Abtastrate T gebunden, der Übergang zu physikalischen Frequenzen erfolgt durch $\omega = \Omega/T$). Im Frequenzbereich entspricht die bei der Interpolation 0-ter Ordnung vorgenommene Umnumerierung der Zeitachse einer Dehnung der Frequenzachse, damit verbunden ist das Auftreten von Mehrdeutigkeiten. Jede Spektrallinie im Basisband des Eingangssignals

[1]) Der Begriff der diskreten Fouriertransformation wird in der Literatur nicht einheitlich verwendet. In den meisten Fällen ist sie für periodische bzw. finite und periodisch fortgesetzte Signalfolgen definiert, für die Bildfunktion erhält man dann ebenfalls eine diskrete Funktion. Bei der in diesem Artikel (in Anlehnung an [15]) verwendeten infiniten diskreten Fouriertransformation nach Tafel 1 braucht die Periodizität der Signalfolgen nicht vorausgesetzt zu werden, so daß sie ein für theoretische Untersuchungen recht zweckmäßiges Arbeitsmittel darstellt. Sie enthält die finite DFT als Sonderfall für periodische Signalfolgen, i.allg. ergibt sich aber für das Spektrum eine kontinuierliche Frequenzfunktion.

Bild 1. Darstellung der Interpolation a) und Dezimation b) im Zeit- und Frequenzbereich



Tafel 1. Definition der ein- und zweidimensionalen infiniten diskreten Fouriertransformation (aufgrund der Periodizität der DFT ist es ausreichend, den Definitionsbereich auf das Nyquistintervall $[-\pi, \pi]$ bzw. Nyquistquadrat $[-\pi, \pi]^2$ einzuschränken, in dem gemäß der Beziehung für die Rücktransformation die physikalisch relevante Information enthalten ist)

$$G(\Omega) = \text{DFT}\{g(n)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g(n)\, e^{-j\Omega n}$$

$$g(n) = \text{DFT}^{-1}\{G(\Omega)\} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} d\Omega\, G(\Omega)\, e^{+j\Omega n}$$

$$\underline{G}(\Omega_1, \Omega_2) = \text{DFT}^2\{\underline{g}(n_1, n_2)\} = \sum_{n_1=-\infty}^{\infty}\sum_{n_2=-\infty}^{\infty} \underline{g}(n_1, n_2)\, e^{-j(\Omega_1 n_1 - \Omega_2 n_2)}$$

$$\underline{g}(n_1, n_2) = \text{DFT}^{-2}\{\underline{G}(\Omega_1, \Omega_2)\} = \frac{1}{4\pi^2}\int_{-\pi}^{\pi}\int_{-\pi}^{\pi} d\Omega_1\, d\Omega_2\, \underline{G}(\Omega_1, \Omega_2)\, e^{+j(\Omega_1 n_1 - \Omega_2 n_2)}$$

ruft L Spektrallinien im Basisband des Ausgangssignals hervor. Die Mehrdeutigkeiten werden im 2. Schritt der Interpolation durch die Nachfilterung mit einem zeitinvarianten Digitalfilter mit der (idealisierten) Übertragungsfunktion

$$G(\Omega) = \begin{cases} L & \text{für } |\Omega| \leqq \pi/L \\ 0 & \text{für } \pi/L < |\Omega| \leqq \pi \end{cases} \tag{3}$$

unterdrückt, im Zeitbereich entspricht die Nachfilterung einer Glättung der Zwischenwerte (der Verstärkungsfaktor L ist für die Übereinstimmung der Amplituden von Ein- und Ausgangssignal erforderlich).

Die Verringerung der Abtastrate eines Signals $z(n)$ um den Faktor M erfolgt durch das „Ausblenden" jedes M-ten Wertes im Dezimator 0-ter Ordnung:

$$w(m) = z(Mm). \tag{4}$$

Mathematisch kann das durch Multiplikation des Eingangssignals mit der diskreten Kammfunktion

$$\Delta_M(n) = \frac{1}{M}\sum_{k=0}^{M-1} e^{\pm 2\pi j \frac{k \cdot n}{M}} = \begin{cases} 1 & \text{für } n = M \cdot m \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \tag{5}$$

und eine Umnumerierung der Zeitachse (s. Bild 1) beschrieben werden. Für die Beziehung zwischen den Spektren von Ein- und Ausgangssignal ergibt sich:

$$W(\Omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} z(n)\, \Delta_M(n)\, e^{-j\frac{\Omega n}{M}} = \frac{1}{M}\sum_{k=0}^{M-1} Z\left(\frac{\Omega + 2k\pi}{M}\right). \tag{6}$$

Die Beziehung verdeutlicht die Entstehung eingangsseitiger Mehrdeutigkeiten bei der Dezimation: Jede bei der Beobachterfrequenz ω gemessene Spektrallinie kann aus der Überlagerung von spektralen Komponenten des Eingangssignals bei M Erregerfrequenzen $\omega_k = \omega + k\,\omega_S/M$ entstanden sein, die im Nachhinein nicht mehr unterscheidbar sind. Um ein derartiges „Aliasing" zu verhindern, muß vor der Dezimation eine Bandbegrenzung auf das der langsamen Abtastrate entsprechende Basisband ($|\Omega| < \pi/M$) vorgenommen werden.

1.2. Verallgemeinerte Übertragungsfunktionen und verallgemeinerte Spektren

In der Zeitbereichsrelation zwischen dem Eingangssignal $x(n)$ und dem Ausgangssignal $y(n)$ eines linearen zeitdiskreten Systems

$$y(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \underline{g}(n, m)\, x(m) \tag{7}$$

gibt die Gewichtsfunktion $\underline{g}(n, m)$ die Systemreaktion zum Beobachtungszeitpunkt n auf die Erregung mit einem Einheitsimpuls an, der zum Zeitpunkt m am Systemeingang angelegt wurde. Bei linearen Systemen mit konstanten Parametern läßt sich diese Impulsreaktion als eine Funktion des Abstands zwischen Beobachtungs- und Erregungszeitpunkt schreiben, nur dann kann eine Systemcharakteristik im Frequenzbereich durch die zeitinvariante Übertragungsfunktion

$$G(\Omega) = \text{DFT}\{g(\mu)\} \quad \text{mit} \quad g(\mu) = \underline{g}(n + \mu, n) \tag{8}$$

vorgenommen werden. Für instationäre Systeme kann die Zeitabhängigkeit der Impulsreaktion nicht als Funktion eines einzigen Parameters ausgedrückt werden, so daß zur Frequenzbereichscharakteristik die eindimensionale DFT nicht anwendbar ist. Nach einem Vorschlag von *Claasen* und *Mecklenbräucker* ist aber die zweidimensionale DFT $\underline{G}(\Omega_1, \Omega_2)$ der Gewichtsfunktion eine geeignete Beschreibungsform für instationäre Systeme, die als Bifrequenzfunktion oder hier als verallgemeinerte Übertragungsfunktion bezeichnet wird:

$$\underline{G}(\Omega_1, \Omega_2) = \text{DFT}^2\{\underline{g}(n, m)\}. \tag{9}$$

Der Übertragungsfaktor $\underline{G}(\Omega_1, \Omega_2)$ hat für den Spezialfall der Erregung mit einem harmonischen Eingangssignal mit der Frequenz Ω_2 eine anschauliche Bedeutung, er ist proportional zur Amplitude der bei einer Beobachterfrequenz Ω_1 schmalbandig gemessenen Systemreaktion. Für ein Eingangssignal, das aus einem Gemisch spektraler Komponenten besteht, ergibt sich das Spektrum des Ausgangssignals durch Integration über alle möglichen Erregerfrequenzen:

$$Y(\Omega) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} d\Omega'\, \underline{G}(\Omega, \Omega')\, X(\Omega'). \tag{10}$$

Während bei der Analyse von stationären Systemen mit (9) stets von der Übereinstimmung zwischen Beobachter- und Erregerfrequenz ausgegangen wird, ermöglicht die Verwendung von unterschiedlichen Frequenzvariablen in der verallgemeinerten Übertragungsfunktion auch die Beschreibung solcher für MRS typischer Effekte wie die Entstehung von ein- und ausgangsseitigen Mehrdeutigkeiten. Die in [1] weiter ausgeführten Untersuchungen zeigen, daß mit dem Konzept der verallgemeinerten Übertragungsfunktion zumindest für determinierte Signale ein tragfähiger Zugang zur Analyse von MRS gefunden wurde.

Um die Konzeption auch für die Rauschanalyse von MRS anwenden zu können, ist eine mit dieser Systemcharakteristik verträgliche Beschreibung von Rauschsignalen erforderlich. Für den kontinuierlichen Fall wurde in [12] eine auf der zweidimensionalen Fouriertransformation basierende Beschreibung instationärer Rauschsignale vorgenommen, die in [9] auf zeitdiskrete Signale übertragen wurde.

Ein instationäres Rauschsignal ist dadurch gekennzeichnet, daß sich dessen AKF

$$\underline{r}_x(n_1, n_2) = \langle x(n_1)\, x(n_2)\rangle \tag{11}$$

($\langle f\rangle$: Scharmittel von f) nicht als Funktion des Abstands der Beobachtungszeitpunkte $|n_1 - n_2|$ schreiben läßt, insbesondere wird das Schwankungsquadrat $\sigma_x^2 = \underline{r}_x(n, n)$ (Rauschleistung je Abtastwert) zeitabhängig. In Analogie zu (9) wird das verallgemeinerte Spektrum als zweidimensionale DFT der AKF definiert:

$$\underline{R}_x(\Omega_1, \Omega_2) = \text{DFT}^2\{\underline{r}\, x(n_1, n_2)\}. \tag{12}$$

Für den Spezialfall eines stationären Rauschsignals erhält man

$$\underline{R}_x(\Omega_1, \Omega_2) = 2\pi R_x(\Omega_2) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\Omega_1 - \Omega_2 + 2k\pi), \tag{13}$$

wobei die Intensitätsfunktion $R_x(\Omega)$ mit der üblicherweise definierten Rauschleistungsdichte identisch ist:

$$R_x(\Omega) = \text{DFT}\{r_x(\mu)\} \quad \text{mit} \quad r_x(\mu) = \underline{r}_x(n + \mu, n). \tag{14}$$

In dem physikalisch relevanten Nyquistquadrat $[-\pi, \pi]^2$ besteht der Träger des Spektrums (d.h. die Teilmenge des Definitionsbereichs, auf dem die δ-Funktion nicht identisch verschwindet) nur aus der Hauptdiagonalen $\Omega_1 = \Omega_2$, das ist eine notwendige und hinreichende Bedingung für die Stationarität des Rauschens.

Bei der Übertragung von Rauschsignalen durch ein lineares System mit der Gewichtsfunktion $\underline{g}(n, m)$ besteht zwischen den AKF von Ein- und Ausgangssignal die Zeitbereichsrelation:

$$\underline{r}_y(n_1, n_2) = \sum_{m_1=-\infty}^{\infty}\sum_{m_2=-\infty}^{\infty} \underline{g}(n_1, m_1)\, \underline{g}(n_2, m_2)\, \underline{r}_x(m_1, m_2). \tag{15}$$

Wendet man auf diese Beziehung die zweidimensionale DFT an und ersetzt die AKF der Eingangssignale durch die Rücktransformierte

des verallgemeinerten Spektrums, so erhält man eine zu (15) korrespondierende Frequenzbereichsrelation

$$\underline{R}_y(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \mathrm{d}\Omega_1' \, \mathrm{d}\Omega_2' \, \underline{G}(\Omega_1, \Omega_1') \, \underline{G}^*(\Omega_2, \Omega_2') \, \underline{R}_x(\Omega_1', \Omega_2'), \quad (16)$$

die über die verallgemeinerte Übertragungsfunktion des zeitdiskreten Systems eine Beziehung zwischen den verallgemeinerten Spektren des Ein- und Ausgangssignals herstellt, und die einer ggf. enthaltenen Instationarität des Eingangssignals und/oder des Übertragungssystems Rechnung trägt. Diese allgemeine, aber recht unhandliche Beziehung läßt sich für Spezialfälle vereinfachen; so erhält man z.B. für die Übertragung von instationärem Rauschen durch ein stationäres System:

$$\underline{R}_y(\Omega_1, \Omega_2) = G(\Omega_1) \cdot G^*(\Omega_2) \, \underline{R}_x(\Omega_1, \Omega_2). \quad (17)$$

Hierbei kann höchstens die Intensität, nicht aber der Träger des Spektrums beeinflußt werden.

2. Anwendung auf Multirate-Systeme

2.1. Interpolatoren

Im folgenden werden die allgemeinen Beziehungen auf einen Interpolator nach Bild 1 angewandt. Die AKF des Signals $y(n)$ nach der Interpolation 0-ter Ordnung erhält man aus (1) zu:

$$\underline{r}_y(n_1, n_2) = \underline{r}_x(n_1/L, n_2/L) \, \Delta_L(n_1) \, \Delta_L(n_2). \quad (18)$$

Im Frequenzbereich wird die Umnumerierung der Zeitachse (wie auch schon in (2) bei determinierten Signalen) durch eine Dehnung der Frequenzachse berücksichtigt:

$$\underline{R}_y(\Omega_1, \Omega_2) = \underline{R}_x(L\,\Omega_1, L\,\Omega_2). \quad (19)$$

Für den weiter ausschließlich diskutierten Spezialfall der Erregung des Interpolators durch ein stationäres Rauschsignal mit dem Spektrum (13) erhält man mit der Beziehung $\delta(L\,\Omega) = \delta(\Omega)/L$ für das verallgemeinerte Spektrum des Signals nach der Interpolation 0-ter Ordnung:

$$\underline{R}_y(\Omega_1, \Omega_2) = \frac{2\pi}{L} R_x(L\,\Omega_2) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\Omega_1 - \Omega_2 + \frac{2k\pi}{L}\right). \quad (20)$$

Durch die Dehnung der Frequenzachse werden einige Trägerlinien des Eingangsspektrums außerhalb des Nyquistquadrates in dieses hineintransformiert, der Träger des Spektrums besteht im Nyquistquadrat aus 2 L-1 zur Hauptdiagonalen parallelen Linien. Die Intensität des Spektrums ist zunächst auf allen Trägerlinien gleich und durch periodische Fortsetzung der Rauschleistungsdichte des Eingangssignals gegeben. Durch den Einfluß des Nachfilters wird die Intensität des Spektrums auf den einzelnen Trägerlinien anschließend in unterschiedlichem Maße entsprechend (17) modifiziert:

$$\underline{R}_z(\Omega_1, \Omega_2) = 2\pi \sum_{K=-\infty}^{\infty} \hat{R}_{z,k}(\Omega_2) \, \delta\left(\Omega_1 - \Omega_2 + \frac{2k\pi}{L}\right) \quad \text{mit}$$

$$\hat{R}_{z,k}(\Omega) = \frac{1}{L} R_x(L\,\Omega) \, G\left(\Omega - \frac{2k\pi}{L}\right) G^*(\Omega). \quad (21)$$

Der Träger des Spektrums bleibt durch die Nachfilterung unverändert, die Intensität des Spektrums auf der k-ten Trägerlinie ist durch die Intensitätsfunktion $\hat{R}_{z,k}(\Omega)$ gegeben. Infolge der Bildungsvorschrift sind sie für $k \neq 0$ im Gegensatz zu herkömmlichen Rauschleistungsdichtespektren nicht notwendig gerade und reelle Funktionen der Frequenz. Weiterhin existieren aufgrund der Periodizität $\hat{R}_{z,k}(\Omega) = \hat{R}_{z,k+L}(\Omega)$ höchstens L voneinander verschiedene Intensitätsfunktionen, daher können sie für die im Nyquistquadrat auftretenden Trägerlinien mit negativem Index durch periodische Fortsetzung berechnet werden. Die Gestalt der Intensitätsfunktionen wird maßgeblich durch die Übertragungsfunktion des Nachfilters bestimmt, s. Bild 2. Ist insbesondere $G(\Omega)$ ein Filter, das außerhalb einer Bandbreite $B_{\max} = \pi/L$ eine unendlich hohe Sperrdämpfung aufweist, verschwinden die Intensitätsfunktionen für $k \neq 0$ und man erhält stationäres Rauschen. Diese Bedingung ist für den idealen Interpolator (3) als Grenzfall erfüllt, daher wird dessen Ausgangsrauschen vollständig durch die Intensitätsfunktion

$$\hat{R}_{z,0}(\Omega) = \begin{cases} L R_x(L\,\Omega) & \text{für } |\Omega| \leq \pi/L \\ 0 & \text{für } \pi/L < |\Omega| \leq \pi \end{cases} \quad (22)$$

charakterisiert. Die Rauschleistung kann wie üblich durch Integration über das Basisband berechnet werden:

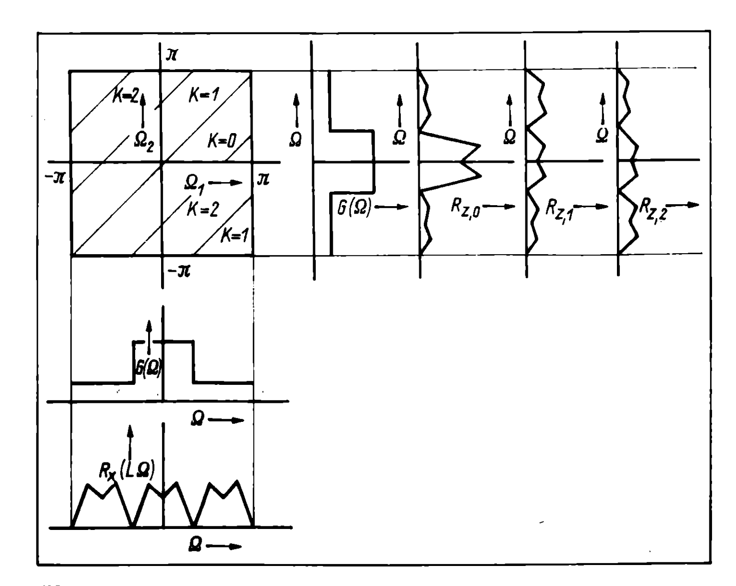


Bild 2
Darstellung des Trägers und des qualitativen Verlaufs der Intensitätsfunktionen des verallgemeinerten Spektrums eines interpolierten Signals ($L = 3$)

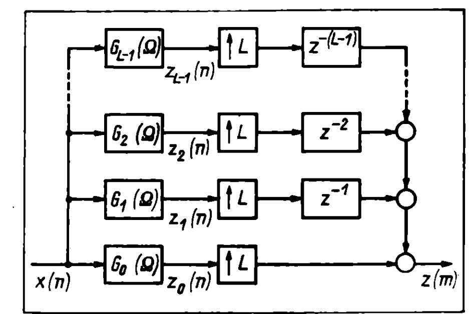


Bild 3
Polyphasenstruktur eines Interpolators
(z^{-k}: Verzögerung um k Abtastperioden)

$$\sigma_z^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \mathrm{d}\Omega \, \hat{R}_{z,0}(\Omega) = \frac{L}{2\pi} \int_{-\pi/L}^{\pi/L} \mathrm{d}\Omega \, R_x(L\,\Omega)$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \mathrm{d}\Omega \, R_x(\Omega). \quad (23)$$

Bei der idealen Interpolation bleibt die Rauschleistung unverändert.

Bei Verwendung realer Filter wird wegen der endlichen Sperrdämpfung jedoch auch auf den Trägerlinien außerhalb der Hauptdiagonalen eine „Restintensität" verbleiben, die zu einer Instationarität des Ausgangssignals führt. Das Schwankungsquadrat muß dann über die AKF durch die Rücktransformation des verallgemeinerten Spektrums (21) berechnet werden, man erhält für die AKF

$$\underline{r}_z(n_1, n_2) = \sum_{k=0}^{L-1} \hat{r}_{z,k}(n_1 - n_2) \, \mathrm{e}^{-2\pi \mathrm{j} \frac{n_1 k}{L}} \quad \text{mit}$$

$$\hat{r}_{z,k}(\mu) = \mathrm{DFT}^{-1}\{\hat{R}_{z,k}(\Omega)\} \quad . \quad (24)$$

und daraus mit $n_1 = n_2$ für das Schwankungsquadrat

$$\sigma_z^2(n) = \sum_{k=0}^{L-1} \hat{\sigma}^2_{z,k} \, \mathrm{e}^{-2\pi \mathrm{j} \frac{nk}{L}} \quad \text{mit}$$

$$\sigma^2_{z,k} = \hat{r}_{z,k}(0) = \frac{1}{2\pi L} \int_{-\pi}^{\pi} \mathrm{d}\Omega \, R_x(L\,\Omega) \, G\left(\Omega - \frac{2k\pi}{L}\right) G^*(\Omega). \quad (25)$$

Die Beziehung ermöglicht es, die charakteristischen Parameter des Ausgangsrauschens auf die Eigenschaften des Nachfilters und des Eingangssignals zurückzuführen. Aus der Darstellung der AKF und des Schwankungsquadrats als endliche Fourierreihe folgt, daß beide eine periodische Instationarität mit der Periodenlänge L haben, d.h., es gilt $\underline{r}_z(n_1 + k, n_2 + k) = \underline{r}_z(n_1, n_2)$ und $\sigma_z^2(n + k) = \sigma_z^2(n)$ nur für solche Werte von k, die ein ganzzahliges Vielfaches der Periodenlänge L sind. Einen konstanten Erwartungswert erhält man nur dann, wenn Entwicklungskoeffizienten $\hat{\sigma}_{z,k}^2$ für $k \neq 0$ gleich Null werden; eine hinreichende Bedingung dafür ist das Verschwinden der Intensitätsfunktionen außerhalb der Hauptdiagonalen durch den Einfluß der Nachfilterung.

Fortsetzung auf Seite 175

Anwendung der gewichteten Hadamardtransformation zur effektiven Codierung von Bildsignalen

N. Charatischwili; D. Chuntsaria; S. Tschatschadnidse, Tbilissi; W. Zühlke, Ilmenau

Mitteilung aus dem georgischen Polytechnischen Institut Tbilissi und der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion INTET

Eine effektive Methode der Codierung von Bildsignalen ist die Blockcodierung, die auf der Anwendung verschiedener linearer Transformationen beruht. Von den bekannten Blockcodierungen hat die Hadamardtransformation die größte Verbreitung gefunden, da sie eine hohe Effektivität mit einer einfachen technischen Realisierung vereint [1] [2]. Die Effektivität der Bildsignalcodierung durch lineare Transformation, wie der Hadamardtransformation, beruht auf der Reduktion der statistischen Redundanz der Signale. Was die psychophysiologische Redundanz betrifft, so wird sie wie üblich erst in der letzten Stufe der Redundanzreduktion berücksichtigt. In der vorliegenden Arbeit werden nun Probleme der Anwendung der sogenannten gewichteten Hadamardtransformation und einige ihrer Eigenschaften zur Erhöhung der Effektivität der Codierungsprozesse von Bildsignalen betrachtet.

1. Gewichtete Hadamardtransformation

Die Matrix der gewichteten Hadamardtransformation [3] ist symmetrisch und die Summe aller Elemente der Zeilen und Spalten (außer der 1. Zeile und der 1. Spalte) ist gleich Null. Damit bleiben die wesentlichen Eigenschaften der Hadamardmatrix $[H]$ erhalten. Die Matrix der gewichteten Hadamardtransformation [WH] hat nach [3] folgende Form.

$$[\mathrm{WH}]_8 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 2 & -2 & 2 & -2 & 3 & -1 \\ 1 & 2 & -4 & -3 & 3 & 4 & -2 & -1 \\ 1 & -2 & -3 & 4 & 4 & -3 & -2 & 1 \\ 1 & 2 & 3 & 4 & -4 & -3 & -2 & -1 \\ 1 & -2 & 4 & -3 & -3 & 4 & -2 & 1 \\ 1 & 3 & -2 & -2 & -2 & -2 & 3 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

Wie zu erkennen ist, treten nicht nur die Elemente $+1$ und -1 auf, wie bei der Hadamardmatrix, sondern auch Elemente mit den Werten ± 2, ± 3 und ± 4, wobei die absoluten Beträge der Elemente von den Matrixrändern zu ihrem Kern hin steigen.

Die Matrix n. Ordnung kann als Kroneckerprodukt aus Matrizen niedrigerer Ordnung berechnet werden.

$$[\mathrm{WH}]_n = [\mathrm{WH}]_{\frac{n}{2}} \otimes [\mathrm{H}]_2$$

($[\mathrm{H}]_2$ ist die Hadamardmatrix 2. Ordnung, $[\mathrm{WH}]_{\frac{n}{2}}$ ist die Matrix der gewichteten Hadamardtransformation der Ordnung $n/2$ und $\otimes$ ist das Zeichen der Kroneckermultiplikation von Matrizen). Die Berechnung der Kovarianzen der Koeffizienten der gewichteten Hadamardtransformation entspricht der der gewöhnlichen Hadamardtransformation:

$$\sigma^2 (u, v) = K_{R1} (u, u) \cdot K_{R2} (v, v), \tag{1}$$

u und v sind die Koordinaten der Transformierten und $K_{R1} (u, u)$ sowie $K_{R2} (v, v)$ sind die Diagonalelemente der Kovarianzmatrizen $[K_{R1}]$ und $[K_{R2}]$. Dabei werden die Elemente der Kovarianzmatrix des Bildes für die Zeilen und Spalten getrennt berechnet.

Für die Zeilen gilt:

$$[K_{R1}]_n = \sigma^2 [\mathrm{WH}]_n \cdot [R_1]_n \cdot [\mathrm{WH}]_n^T$$

und für die Spalten:

$$[K_{R2}]_n = \sigma^2 [\mathrm{WH}]_n \cdot [R_2]_n \cdot [\mathrm{WH}]_n^T$$

σ^2 ist die Varianz der Elemente des Bildausschnittes.

$[\mathrm{WH}]_n$ ist die (gerade) Matrix der gewichteten Hadamardtransformation.

$[\mathrm{WH}]_n^T$ ist die transponierte Matrix von $[\mathrm{WH}]_n$.

$[R_1]_n$ ist die Kovarianzmatrix für die Zeilen des Bildausschnittes.

$[R_2]_n$ ist die Kovarianzmatrix für die Spalten des Bildausschnittes.

$$[R_i]_n = \begin{bmatrix} 1 & \varrho_i & \varrho_i^2 & \cdots & \varrho_i^{n-1} \\ \varrho_i & 1 & \varrho_i & & \varrho_i^{n-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ \varrho_i^{n-1} & \varrho_i^{n-2} & \varrho_i^{n-3} & \cdots & 1 \end{bmatrix}$$

ϱ_1 bzw. ϱ_2 sind die Korrelationskoeffizienten in horizontaler bzw. vertikaler Richtung im Bildausschnitt.

2. Redundanzreduktion auf der Basis der gewichteten Hadamardtransformation

Wie bekannt, führt die dekorrelierende Wirkung der linearen Transformation zu einer ungleichmäßigen Verteilung der Energie auf die Koeffizienten der transformierten Matrix, was eine Voraussetzung für die nachfolgende Redundanzreduktion durch Koeffizientenfilterung ist. Die Kenntnis der Kovarianzverteilung der Transformierten ermöglicht die Auswahl der geeigneten Koeffizientenselektion (Filterung) [2].

Zwecks Erkennung der statistischen Besonderheiten der Koeffizienten der transformierten Matrix sind hier die Kovarianzmatrizen nach (1) für die zweidimensionale Hadamardtransformation und die zweidimensionale gewichtete Hadamardtransformation für den Fall $n = 8$ und $\varrho_1 = \varrho_2 = 0{,}95$ (vorausgesetzte Isotropie der statistischen Abhängigkeiten im Bildausschnitt) berechnet.

Die Normierung ist eingeführt, weil nach [4] die normierte Kovarianz der mittlere quadratische Fehler (in Prozent) ist, der bei der Selektion der Transformierten entsteht.

Fortsetzung von Seite 174

Weiterhin sei vermerkt, daß die Entwicklungskoeffizienten für das Schwankungsquadrat wie auch für die AKF nicht notwendig reellwertig sind, letztendlich muß jedoch naturgemäß der Erwartungswert $\sigma_z^2 (n)$ wieder eine reelle positive Funktion sein. Das soll für den (der Einfachheit halber gewählten) Spezialfall der Erregung mit einem unkorrelierten Rauschsignal mit der konstanten Rauschleistungsdichte $R_x (\Omega) = \sigma_x^2$ nachgewiesen werden. Durch Ersetzen der entsprechend modifizierten Übertragungsfunktion durch die DFT der Gewichtsfunktion $g (\mu)$ des Nachfilters erhält man aus (25)

$$\sigma_z^2 (n) = \sigma_x^2 \sum_{\mu = -\infty}^{\infty} g^2 (\mu) \cdot \Delta_L (n - \mu) \tag{26}$$

als reelle positive Funktion. Sie ermöglicht mit der Theorie der Polyphasenfilter [1] [13] eine anschauliche Interpretation für die Entstehung einer periodischen Instationarität des Ausgangsrauschens. Bei einer Auslegung des Nachfilters als Polyphasennetzwerk nach Bild 3 werden die auf der langsamen Abtastrate betriebenen Teilfilter $G_K (\Omega)$ so entworfen, daß ihre Impulsreaktion $g_k (n) = g (n L + k)$ eine dezimierte Teilfolge der Gewichtsfunktion $g (\mu)$ des Nachfilters darstellt. Das Ausgangssignal des Interpolators wird aus den Ausgangssignalen der Teilfilter nach Interpolation 0-ter Ordnung und geeignet gewählter Verzögerung synthetisiert. Durch das „Multiplexen" der L jeweils für sich stationären Teilsequenzen mit den i. allg. unterschiedlichen Erwartungswerten

$$\sigma_{zk}^2 = \sigma_x^2 \sum_{\mu = -\infty}^{\infty} g_K^2 (\mu) = \sigma_x^2 (k) \tag{27}$$

entsteht die periodische Instationarität des Rauschens.

(wird fortgesetzt) NaA 50

Dr. rer. nat. *Wolfgang Wardenga*, Ernst-Moritz-Arndt-Universität, Sektion Physik/Elektronik, Domstr. 10a, Greifswald, 2200

Elemente der Ausgangsfragmente eines Bildes								Koeffizienten der transformierten Matrix							
139	89	125	144	175	182	170	176	1200 +	154 +	122 +	152 +	− 494 +	68 +	− 160 +	70 +
127	108	142	154	185	185	160	77	1138 +	182 +	211 −	43 −	− 307 −	− 41 −	− 324 +	114 +
209	140	173	166	148	154	201	92	1279 −	298 +	− 139 −	− 110 +	120 +	− 19 −	38 +	173 −
115	136	147	162	141	161	186	74	1122 +	121 −	− 66 +	− 167 −	− 17 −	− 132 +	− 67 −	126 +
80	61	82	143	175	161	163	166	1031 −	126 +	122 +	341 −	− 655 −	− 184 +	− 204 +	63 −
131	113	88	122	155	147	135	154	1045 −	− 9 −	268 +	192 +	− 376 +	− 102 +	5 −	25 −
163	138	126	66	82	74	76	104	831 −	13 −	15 −	− 275 −	281 −	203 −	209 −	− 73 −

Tafel 1. Ausgangswerte für eindimensionale Fragmente mit $N = 8$ und die entsprechenden Transformierten

Die Kovarianzmatrix der Hadamardtransformierten ist:

$$\frac{\sigma^2(u,v)}{\Sigma\,\sigma^2(u,v)} \cdot 100 = \sigma^4 \begin{bmatrix} 77{,}109 & 0{,}512 & 1{,}484 & 0{,}562 & 5{,}350 & 0{,}559 & 1{,}673 & 0{,}562 \\ 0{,}512 & 0{,}003 & 0{,}010 & 0{,}004 & 0{,}036 & 0{,}004 & 0{,}011 & 0{,}004 \\ 1{,}484 & 0{,}010 & 0{,}029 & 0{,}011 & 0{,}103 & 0{,}011 & 0{,}032 & 0{,}011 \\ 0{,}562 & 0{,}004 & 0{,}011 & 0{,}004 & 0{,}039 & 0{,}004 & 0{,}012 & 0{,}042 \\ 5{,}350 & 0{,}036 & 0{,}103 & 0{,}039 & 0{,}371 & 0{,}017 & 0{,}116 & 0{,}039 \\ 0{,}559 & 0{,}004 & 0{,}011 & 0{,}004 & 0{,}017 & 0{,}004 & 0{,}012 & 0{,}042 \\ 1{,}673 & 0{,}011 & 0{,}032 & 0{,}012 & 0{,}116 & 0{,}012 & 0{,}036 & 0{,}012 \\ 0{,}562 & 0{,}004 & 0{,}011 & 0{,}042 & 0{,}039 & 0{,}042 & 0{,}012 & 0{,}004 \end{bmatrix}.$$

Die Kovarianzmatrix der gewichteten Hadamardtransformation ergibt sich zu:

$$\frac{\sigma^2(u,v)}{\Sigma\,\sigma^2(u,v)} \cdot 100 = \sigma^4 \begin{bmatrix} 39{,}340 & 0{,}977 & 2{,}718 & 2{,}580 & 12{,}253 & 1{,}577 & 2{,}992 & 0{,}287 \\ 0{,}977 & 0{,}024 & 0{,}068 & 0{,}064 & 0{,}304 & 0{,}039 & 0{,}074 & 0{,}007 \\ 2{,}718 & 0{,}068 & 0{,}188 & 0{,}178 & 0{,}847 & 0{,}109 & 0{,}207 & 0{,}020 \\ 2{,}580 & 0{,}064 & 0{,}178 & 0{,}169 & 0{,}804 & 0{,}103 & 0{,}196 & 0{,}019 \\ 12{,}253 & 0{,}304 & 0{,}847 & 0{,}804 & 3{,}817 & 0{,}491 & 0{,}932 & 0{,}089 \\ 1{,}577 & 0{,}039 & 0{,}109 & 0{,}103 & 0{,}491 & 0{,}063 & 0{,}120 & 0{,}012 \\ 2{,}992 & 0{,}074 & 0{,}207 & 0{,}196 & 0{,}932 & 0{,}120 & 0{,}228 & 0{,}022 \\ 0{,}287 & 0{,}007 & 0{,}020 & 0{,}019 & 0{,}089 & 0{,}012 & 0{,}022 & 0{,}002 \end{bmatrix}.$$

Wie aus den Matrizen zu erkennen ist, tritt bei beiden Transformationen eine Neuverteilung der Energie auf die Transformierten auf. Im Unterschied zur üblichen Hadamardtransformation tritt bei der gewichteten Hadamardtransformation eine Verringerung der Werte der Kovarianzmatrixelemente in den Ecken der Matrix auf und eine Erhöhung der Werte im zentralen Teil der Matrix.

Die Ungleichmäßigkeit der Neuverteilung der Energie auf die Koeffizienten der transformierten Matrix kann der Grund sein für die bekannten Methoden der Koeffizientenselektion nach Amplituden und Zonen [2]. Es muß darauf hingewiesen werden, daß diese Frage noch besonderer Untersuchungen bedarf, zwecks Auffindung der optimalen Selektionszonen und der Effektivitätseinschätzung der Amplitudenmethoden im Zusammenhang mit den oben angeführten Besonderheiten der Neuverteilung der Energie.

Das Anwachsen der Kovarianzkoeffizienten der gewichteten Transformation in den zentralen Teil der Kovarianzmatrix (im Vergleich zur Hadamardtransformation) weist auf eine Verringerung des mittleren quadratischen Fehlers der bei der Rücktransformation entstehenden Koeffizienten und auf die Erhöhung der Genauigkeit der Reproduktion im entsprechenden Gebiet des Bildausschnittes hin. Unter der Berücksichtigung, daß das visuelle System des Menschen das Bild mit sukzessiver Analyse seiner verschiedenen Teile im zentralen Gebiet der Netzhaut aufbaut und diese eine bedeutende Inhomogenität (Verlust der Empfindlichkeit und Sehkraft vom zentralen Gebiet zur Peripherie) aufweist, kann die oben angeführte Besonderheit bei der gewichteten Transformation als Grund für die weitere Steigerung der Effektivität des Codierungsprozesses bei Bildsignalen angesehen werden. Daher kann dieser Umstand bei der Optimierung der Konfiguration der Selektionszonen für die Koeffizienten der transformierten Matrix und somit zur Redundanzreduktion auf der Basis der zonalen Selektionsmethode berücksichtigt werden.

3. Die Struktureigenschaften der gewichteten Hadamardtransformation

Bei der Untersuchung der Eigenschaften von Transformierten der Hadamardtransformation [5] wurde festgestellt, daß sie mit der Struktur der Transformationsmatrix verbundene Besonderheiten haben, die eine zusätzliche Redundanzreduktion für die Transformierten ermöglichen. Die Eigenschaften werden als strukturelle Eigenschaften bezeichnet, und sie äußern sich für die Hadamardtransformation darin, daß die Koeffizienten der transformierten Matrix entweder nur gerade oder nur ungerade Zahlenwerte annehmen, und auch in der adäquaten Anordnung der Transformierten, die durch 4 teilbar sind, und der Anordnung der Vorzeichen in geraden oder dazu negierten Zeilen (− + − + ist negiert zu + − + −) der Transformationsmatrix. Die Eigenschaften ermöglichen die Effektivitätserhöhung der Codierung ohne Informationsverlust. Die obengenannten strukturellen Eigenschaften der Koeffizienten der transformierten Matrix existieren auch bei der gewichteten Transformation. Die Koeffizienten der transformierten Matrix sind bez. der Parität gleich angeordnet wie die Vorzeichen in geraden oder negierten Zeilen der Transformationsmatrix. Zur Veranschaulichung dieser Eigenschaft sind in Tafel 1 die Ausgangswerte für einige eindimensionale Fragmente mit $N = 8$ und die entsprechenden Transformierten (Koeffizienten der transformierten Matrix) angegeben. Dabei entspricht das Zeichen + den geradzahligen Koeffizienten und das Zeichen − den ungeraden Werten von Koeffizienten. Da die Summe der geraden und der negierten Zeilen gleich $2N$ ist (N ist die Anzahl der Matrixzeilen), kann die Gesamtanzahl der Anordnungsvarianten nach dem Paritätsmerkmal (also die Anordnung der Symbole 0 oder 1 im LSB), die auch gleich $2N$ ist, durch eine ld $2N$-lange Binärzahl dargestellt werden.

Damit kann für die binäre Darstellung der Koeffizienten der transformierten Matrix die Zahl der binären Symbole, die gleich $2N$ ist, um die Größe $\Delta N = N - \mathrm{ld}\, 2N$ reduziert werden. Zum Beispiel bei $N = 8$ ist der Gewinn $\Delta N = 4$, bei $N = 16$ ist $\Delta N = 11$ und bei $N = 256$ (es wird ein binäres Bildfragment der Größe 16×16 bearbeitet) wird $\Delta N = 247$. Mit der Fragmentgröße steigt die Effektivität, die durch die strukturelle Redundanz bestimmt wird.

Nach [6] wird durch die Verwertung dieser strukturellen Eigenschaften die strukturelle Redundanz nicht vollständig beseitigt. Es sind weitere Forschungen zur Aufdeckung anderer struktureller Eigenschaften der Koeffizienten der Transformierten, u.a. bei der gewichteten Hadamardtransformation, nötig.

4. Schlußfolgerung

Die Besonderheit der gewichteten Hadamardtransformation besteht in der Verkleinerung der Kovarianzkoeffizienten der Transformierten und der Koeffizienten der Transformationsmatrix in den Ecken und ihr Anwachsen im zentralen Teil sowie in der mit der Struktur der Matrix verbundenen strukturellen Redundanz, die als Basis für die Effektivitätserhöhung des Codierungsprozesses bei Bildsignalen mit dieser Transformation dienen kann.

NaA 36

Literatur

[1] *Pratt, W.:* Digital image processing. New York: Wiley Interscience Publication, 1978 S. 750

[2] *Ponsen, D.:* Die Verwendung der Hadamardtransformation für die Codierung und Verdichtung von Bildsignalen. Sarubeschnaja Radiotechnika, (1972) 3, S. 30–56

[3] *Lee, M.; Kim, D.:* Weighted Hadamard Transformation for S/N ratio enhancement in image transmission. IEEE Int. Symp. Circuits and Syst. Proc., Montreal, v. 1, May 1984, S. 65–68

[4] *Achmed, N.; Rao, K.:* Die orthogonale Transformation bei der Bearbeitung von Digitalsignalen. Moskau: Swjas 1980, S. 248

[5] *Chunzaria, D.:* Die Reduktion der Redundanz bei der Darstellung der Transformierten linearer Transformationen. Trudi NIIR, (1983) 2, S. 36–41

[6] *Chunzaria, D.; Charatischwili, N.:* Die Reduktion der strukturellen Redundanz in der Darstellung der Koeffizienten der linearen Hadamardtransformation. Elektrotechnika Iswestija AN, CSSR, 1, 1988 (im Druck)

Prof. Dr. sc. techn. *Nodar Charatischwili*, Leiter des WB „Mehrkanalübertragung"; Doz. Dr.-Ing. *Dganiko Chunzaria*, wiss. Oberassistent; Doz. Dr.-Ing. *Surab Tschatschanidse*, wiss. Oberassistent, Fak. Nachrichtentechnik am Georgischen Polytechnischen Institut, Tbilissi, UdSSR; Doz. Dr. sc. techn. *Werner Zühlke*, TH Ilmenau, Sektion INTET PSF 327 Ilmenau, DDR, 6300

Prozessorstrukturen für die quantisierte Fouriertransformation

R. Sandau, Berlin

Mitteilung aus dem Institut für Kosmosforschung der AdW der DDR

In [1] wurde gezeigt, daß sich neben den Leistungsspektren der diskreten Fouriertransformation (DFT) die Leistungsspektren der quantisierten Fouriertransformation (QFT) mit 3 bzw. mit 5 Quantisierungsstufen (QFT3 bzw. QFT5) für die Fourierkoeffizienten zur kompakten Beschreibung periodischer Signale eignen. Es müssen jedoch, verglichen mit den Ergebnissen aus der DFT, Abstriche bezüglich der zyklischen Translationsinvarianz, der Kompaktheit der Merkmale und unter bestimmten Bedingungen auch der Energieäquivalenz zwischen Signal und Transformationsergebnis (Energiebeziehungen entsprechend dem Theorem von *Parseval*) gemacht werden.

Für die QFT lassen sich schnelle Algorithmen vom Typ der FFT konstruieren. Dabei ergeben sich bereits bei Einsatz von Universalprozessoren bzw. -rechnern des von-Neumann-Typs signifikante Rechenzeitvorteile im Vergleich zu den bei der Verwendung der DFT auftretenden Rechenzeiten [1]. Daraus resultiert eine Erweiterung des Echtzeit-Anwendungsbereichs von Mikrorechnern für entsprechende Aufgabenstellungen. Darüber hinaus eröffnet die QFT jedoch durch die sehr einfache Transformationsstruktur bei bezüglich der Hardwarerealisierung günstig gewählten Quantisierungsstufen Möglichkeiten, die sich bei entsprechendem Integrationsniveau von Spezialprozessoren im Vergleich zu FFT-Prozessoren entscheidend auf die Transformationsgeschwindigkeiten und/oder die Volumen- und Leistungsverhältnisse niederschlagen können.

In den folgenden Ausführungen werden verschiedene Prozessorstrukturen vorgestellt, die zeigen welche Möglichkeiten sich durch die sehr einfache Transformationsstruktur der QFT für den Entwurf von Spezialprozessoren mit parallelisierten Daten- und Steuerungsbussen eröffnen. Auf die Möglichkeiten zur Bereitstellung der Adressen für alle Speicher (auch den Speicher für die quantisierten Koeffizienten $\langle w \rangle$), die parallel zu den arithmetischen Operationen erfolgen muß, wird hier nicht eingegangen. Es sei nur die Möglichkeit des Einsatzes entsprechender Adressenspeicher angedeutet, durch die eine Echtzeit-Adressrechnung vermieden werden kann.

1. Quantisierte Fouriertransformation QFT3

Die DFT

$$F(u) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \exp(-\mathrm{j}\, 2\pi\, iu/N),\ i,\ u = 0, 1, \ldots, N-1 \tag{1}$$

mit

$$\exp(-\mathrm{j}\, 2\, \pi\, i\, u/N) = \cos(2\, \pi\, i\, u/N) - \mathrm{j} \cdot \sin(2\, \pi\, i\, u/N) \tag{2}$$

der Datenfolge

$$\{x(i)\} = \{x(0)\, x(1) \cdots x(N-1)\} \tag{3}$$

geht bei der quantisierten Fouriertransformation QFT über in

$$Q(u) = \frac{1}{N}\, d_q(u) \sum_{i=0}^{N-1} x(i) \cdot \exp(-\mathrm{j}\, \langle 2\pi\, iu/N \rangle), \tag{4}$$

wobei der Ausdruck $\langle \cdots \rangle$ die Quantisierung symbolisiert, d.h.

$$\exp(-\mathrm{j}\, \langle 2\, \pi\, iu/N \rangle) = \langle \cos(2\, \pi\, iu/N) \rangle - \mathrm{j} \cdot \langle \sin(2\, \pi\, iu/N) \rangle. \tag{5}$$

Im Bild 1a wird qualitativ die Approximation der Kreisfunktionen mit 3 Quantisierungsstufen gezeigt.

Der Faktor $d_q(u)$ ist das Element einer diagonalen Normalisierungsmatrix $\underline{D}_q$, die zur Korrektur der Normierung der Transformation erforderlich ist, weil die Normierung im Ergebnis der Quantisierung gestört sein kann. Im Unterschied zur Summe $\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi$ muß die Summe $\langle \sin \varphi \rangle^2 + \langle \cos \varphi \rangle^2$ nicht unbedingt $= 1$ sein. Bei entsprechender Wahl der Quantisierungsschwellwerte für die QFT [2] kann unter Umständen bei nur relativ geringem Informationsverlust gegenüber der DFT für die Normalisierungsmatrix $\underline{D}_q$ die Einheitsmatrix $\underline{I}$ zum Einsatz gelangen und somit vollständig auf Multiplizierer verzichtet werden. Die QFT3 benötigt unter diesen Verhältnissen nur die Koeffizienten $+1$, 0 und -1; die Multiplizierer entarten zu einfachen arithmetisch-logischen Strukturen.

Für die QFT lassen sich schnelle, vom Grundtyp zur FFT identische Algorithmen konstruieren [3]. Die Gleichung einer Butterflyoperation (FFT, Radix2-DIT-Algorithmus)

$$\begin{aligned} \mathrm{D} &= \mathrm{C} + \mathrm{W}^p\, \mathrm{B} \\ \mathrm{E} &= \mathrm{C} - \mathrm{W}^p\, \mathrm{B} \end{aligned} \tag{6}$$

für komplexe Operanden geht dabei über in

$$\begin{aligned} \mathrm{D} = {} & \mathrm{CR} + \langle \mathrm{WR} \rangle \cdot \mathrm{BR} - \langle \mathrm{WI} \rangle \cdot \mathrm{BI} + \mathrm{j} \\ & (\mathrm{CI} + \langle \mathrm{WR} \rangle \cdot \mathrm{BI} + \langle \mathrm{WI} \rangle \cdot \mathrm{BR}) \end{aligned} \tag{7}$$

$$\begin{aligned} \mathrm{E} = {} & \mathrm{CR} - \langle \mathrm{WR} \rangle \cdot \mathrm{BR} + \langle \mathrm{WI} \rangle \cdot \mathrm{BI} + \mathrm{j} \\ & (\mathrm{CI} - \langle \mathrm{WR} \rangle \cdot \mathrm{BI} - \langle \mathrm{WI} \rangle \cdot \mathrm{BR}) \end{aligned} \tag{8a}$$

$$\begin{aligned} \mathrm{E} = {} & \mathrm{CR} - [\langle \mathrm{WR} \rangle \cdot \mathrm{BR} - \langle \mathrm{WI} \rangle \cdot \mathrm{BI}] + \mathrm{j} \cdot \\ & [\mathrm{CI} - (\langle \mathrm{WR} \rangle \cdot \mathrm{BI} + \langle \mathrm{WI} \rangle \cdot \mathrm{BR})] \end{aligned} \tag{8b}$$

mit den quantisierten Werten $\langle \mathrm{WR} \rangle = \langle \cos \varphi_p \rangle$ und $\langle \mathrm{WI} \rangle = \langle \sin \varphi_p \rangle$ entsprechend den in Bild 1a für die QFT3 gezeigten Verhältnissen (die Anhänge R und I an den Operanden verweisen auf die entsprechenden Real- und Imaginärteile).

Im Bild 2 ist eine Möglichkeit zur Realisierung eines für die quantisierte Multiplikation entarteten Multiplizierers/Akkumulators (Q3MAC) zur Berechnung des Ausdrucks $z = \mathrm{K} + \langle u \rangle\, x$ mit $\langle u \rangle \in \{0, 1, -1\}$ zu sehen. Die vorangestellte Tafel erläutert die Wirkungsweise des Q3MAC.

Auf der Basis dieser Struktur lassen sich verschiedene Varianten zur Berechnung der quantisierten Butterflyoperationen Q3BFY konstruieren, die sich hinsichtlich Hardwareaufwand und Zeit zur Durchführung einer Q3BFY bzw. einer schnellen QFT3 unterscheiden (Tafel 1). Auf die zugehörigen Möglichkeiten der Gestaltung der Speicher (ein Speicherblock für in-place-Algorithmen, zwei Speicherblöcke für Algorithmen mit konstantem Adressierungsschema in jedem Paß und Arbeit im Ping-pong-Modus, ...) wird in diesem Beitrag nur andeutungsweise eingegangen; sie entsprechen etwa denen von FFT-Prozessoren [2] [4].

Tafel 1. Charakteristische Daten der QFT3-Prozessoren bei 16 bit Verarbeitungsbreite

Variante der Q3BFY	Anz. d. SK für Q3BFY	P_v der Q3BFY in W	t_{Q3BFY} in µs	t_{QFT3} $N_c = 1024$ in ms	Datenbusse der Q3BFY[1])
A1:1 Q3MAC1	7	2,1	1,68	8,6	1E, 1A
A2:2 Q3MAC1	16	4,2	0,84	4,3	1E, 2A
B1:1 Q3MAC2	9	3,7	1,12	5,8	2E, 1A
B2:2 Q3MAC2	18	7,4	0,56	2,9	2E, 2A
C1:1 DQ3MAC[2])	32	5,7	0,32	1,7	3E, 2A
C2:2 DQ3MAC[2])	64	11,4	0,16	0,8	4E, 4A

1) 1E, 1A bedeuten: 1 Datenbus (16 bit) am Prozessoreingang und 1 Datenbus (16 bit) am Prozessorausgang, usw.

2) Pipelinemodus

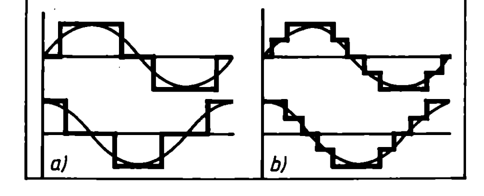


Bild 1
Quantisierung der Kreisfunktionen
a) mit 3 Quantisierungsstufen
b) mit 5 Quantisierungsstufen

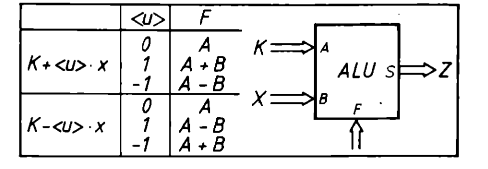


Bild 2
Q3MAC zur Berechnung von $z = K \pm \langle u \rangle\, x$, $\langle u \rangle \in \{0, 1, -1\}$

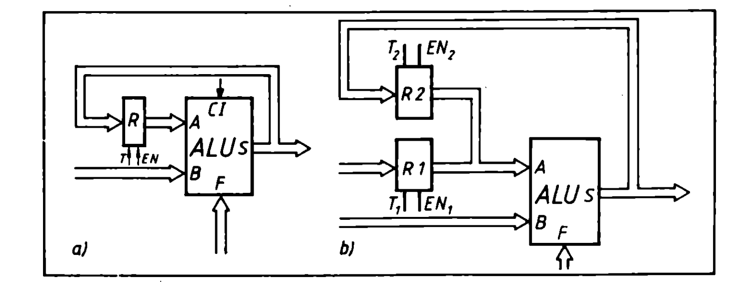


Bild 3. Struktur für die Varianten
a) Q3MAC1 zur Produktakkumulation
b) Q3MAC2 zur Produktakkumulation mit Anfangswertvorgabe

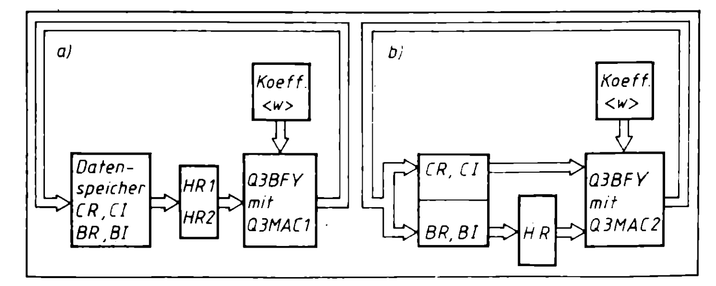


Bild 4. Grobstruktur des QFT3-Prozessors für in-place-Algorithmen
a) Q3BFY auf der Basis eines Q3MAC1 mit 2 Hilfsregistern, Daten- und Koeffizientenspeicher
b) Q3BFY auf der Basis eines Q3MAC2 mit 1 Hilfsregister, 2 unabhängige Datenspeicher und 1 Koeffizientenspeicher

1.1. Variante A

Fügt man nun vor dem Eingang A der ALU ein Pufferregister ein und koppelt das Signal vom Ausgang S der ALU auf den Eingang des Pufferregisters zurück, erhält man die im Bild 3a gezeigte Struktur des Q3MAC1 zur Produktakkumulation. Mit dieser Struktur läßt sich z. B. der Term $DR = CR + \langle WR \rangle BR - \langle WI \rangle \cdot BI$ auf folgende Weise in 3 Takten berechnen:
Am Eingang B der ALU wird CR angelegt und auf das Pufferregister durchgeschaltet (Pufferregister ist dazu disabled und die A-Eingänge der ALU werden als mit 1 belegt interpretiert, Carry-in der ALU CI = 1, F = A + B, d.h., es wird die Operation 0 + CR ausgeführt). In den anschließenden 2 Takten erfolgt die Akkumulation der quantisierten Produkte durch Anlegen der Werte von BR und BI an den Eingang B der ALU bei gleichzeitiger Steuerung des Funktionseingangs F entsprechend der im Bild 2 angegebenen Weise.
Unter Verwendung handelsüblicher MSI-Schaltkreise werden bei der vorliegenden Lösung (Bild 3a) für 16 bit Verarbeitungsbreite sieben Schaltkreise [4 ALU 74181 (24 Pins), 1 CLG 74182 (16 Pins), 2 Pufferregister 8282 (20 Pins)] mit 2,1 W (LS-Ausführung) benötigt. Mit den Schaltkreisen ist eine Taktrate von etwa 140 ns/Takt möglich.

A1: Q3BFY mit 1 Q3MAC1

Jeder der Terme DR, DI, ER, EI wird in jeweils 3 Takten entsprechend (7) und (8a) ermittelt und gespeichert; die Q3BFY kann also in 12 Takten berechnet werden, d.h. $t_{Q3BFY} = 1{,}68\ \mu s$. Eine vollständige QFT3 für 1024 komplexe Stützstellen ist somit in
$t_{QFT3,1024} = t_{Q3BFY} \frac{N}{2} \cdot \mathrm{ld}\, N = 8{,}6$ ms durchführbar.
Die Variante A1 hat die im Bild 4a gezeigte Grobstruktur für den QFT3-Prozessor mit je einem Datenbus am Prozessoreingang und -ausgang sowie einem Koeffizientenspeicher. Mit zwei zusätzlichen Hilfsregistern am Dateneingang (4 × 8282 mit 3,2 W) und entsprechender Steuerung kann die Transformation in-place erfolgen, d.h., die Ergebnisse der Q3BFY können wieder auf die Speicherzellen der Eingangsoperanden zurückgeschrieben werden. Die Adressen für alle Speicher (auch den Speicher der Koeffizienten $\langle w \rangle$) müssen parallel zur arithmetischen Verarbeitung bereitgestellt werden. Anstelle der Koeffizienten $\langle w \rangle$ können natürlich auch die entsprechenden ALU-Funktionen im Koeffizientenspeicher abgelegt sein.

A2: Q3BFY mit 2 Q3MAC1

Durch Parallelisierung der Berechnung von DR und ER bzw. DI und EI ergeben sich 6 Takte/Q3BFY, d.h. $t_{Q3BFY} = 840$ ns. Eine vollständige QFT3 für 1024 komplexe Stützstellen wird somit in 4,3 ms möglich. Die Variante benötigt ebenfalls nur einen Datenbus am Prozessoreingang, weil beide parallel arbeitenden Strukturen nach Bild 3a die gleichen Eingangsdaten, allerdings bei unterschiedlichen ALU-Steuerungen, benötigen. Am Prozessorausgang ergeben sich 2 Datenbusse; die Ergebnisse müssen gleichzeitig in zwei unabhängigen Speichern abgelegt werden können.

1.2. Variante B

Ergänzt man die Struktur des Q3MAC1 in der im Bild 3b angegebenen Weise, erhält man die Struktur eines Q3MAC2, für die der Anfangswert und der erste Multiplikand für die quantisierte Produktakkumulation gleichzeitig bereitgestellt werden. Für 16 bit Verarbeitungsbreite beträgt der Hardwareaufwand 9 MSI-Schaltkreise (Variante A + 2 × 8282) mit 3,7 W, der ebenfalls eine Taktzeit von etwa 140 ns ermöglicht.

B1: Q3BFY mit 1 Q3MAC2

Jeder der Terme DR, DI, ER und EI wird in jeweils 2 Takten entsprechend (7) und (8a) ermittelt, d.h. 8 Takte/Q3BFY. Damit ergeben sich $t_{Q3BFY} = 1{,}12\ \mu s$ und $t_{QFT3,1024} = 5{,}8$ ms.
Für in-place-Algorithmen hat diese Variante die im Bild 4b gezeigte Grobstruktur des QFT3-Prozessors (das Hilfsregister kann auch im anderen Datenbus vor dem Prozessoreingang angeordnet werden). Bei dieser Variante werden 2 Datenbusse am Prozessoreingang und 1 Datenbus am Prozessorausgang benötigt.

B2: Q3BFY mit 2 Q3MAC2

Auch hier ist eine Parallelisierung zweier Q3MAC2 möglich. Es ergeben sich in diesem Fall 4 Takte/Q3BFY, d.h. $t_{Q3BFY} = 560$ ns und $t_{QFT3,1024} = 2{,}9$ ms. Durch Doppelung der Struktur nach Bild 3b und gleichzeitige Abarbeitung derselben Daten in beiden Teilstrukturen werden sowohl am Prozessoreingang als auch am Prozessorausgang jeweils 2 Datenbusse erforderlich.
Man könnte noch 4 Q3MAC2 kombinieren und zu 2 Takten/Q3BFY gelangen. Dieser Übergang ist nach dem bisher erläuterten leicht zu vollziehen. Es soll hier noch auf eine weitere Grundstruktur der Q3MAC, nämlich die des doppelten Q3MAC (DQ3MAC) eingegangen werden.

1.3. Varinate C

Mit einem DQ3MAC soll die Gleichung $z = \langle u \rangle\, x \pm \langle v \rangle\, y$ berechnet werden. Hier sind die Verhältnisse und damit die Schaltungsstrukturen nicht ganz so einfach wie bei dem Q3MAC. Dennoch besteht die Möglichkeit, mit der Struktur nach Bild 2 auszukommen, wenn man eine ALU mit dem Funktionsvorrat

$$F \in \{0, A, -A, B, -B, A+B, A-B, -A+B, -A-B\}$$

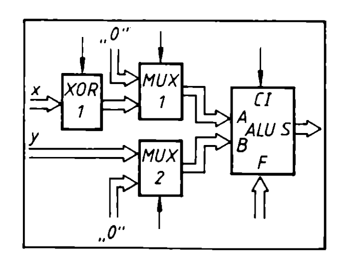
einsetzen kann. Dieser Funktionsvorrat ist bei den bekannten ALU-Schaltkreisen nicht vollständig vorhanden. Kann man zunächst nur die vorhandenen Standard-Schaltkreise einsetzen, ergibt sich die Schaltung von Bild 5. Sie ist auf dem Funktionsvorrat des ALU-Schaltkreises 74181 begründet, der die Funktionen $F^* \in \{-A, -B, -A+B, -A-B\}$ nicht enthält. Der Ausweg, der sich in der Schaltungsstruktur nach Bild 5 niederschlägt, läßt sich wie folgt formulieren

$$\begin{aligned}
-A &= \overline{A} + CI + 0 \quad && F: A + B, XOR1 = 1,\ CI = 1, MUX2 = 1\\
-B &= 0 - B && F: A - B, MUX1 = 1\\
-A + B &= \overline{A} + CI + B && F: A + B, XOR1 = 1,\ CI = 1\\
-A - B &= A + CI - B && F: A - B, XOR1 = 1,\ CI = 1.
\end{aligned}$$

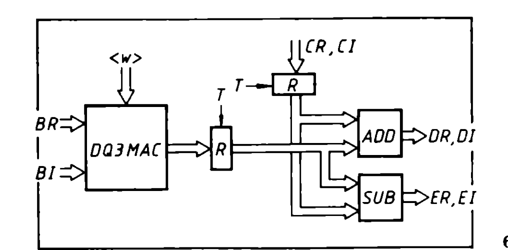
Entsprechend hat die von den Steuergrößen Operationsart (+ −), $\langle u \rangle$ und $\langle v \rangle$ abhängige Belegung der Stellsignale XOR1, MUX1, MUX2, CI und F zu erfolgen. Die entsprechende Decodierung kann z.B. durch ein PLA oder durch ein PROM erfolgen. Bei allen anderen Funktionen ist nur F entsprechend der im Funktionsvorrat enthaltenen ALU-Funktionen einzustellen.
Für 16 bit Verarbeitungsbreite kommen zu dem Grundaufwand von 4 ALU und 1 CLG mit einer Leistungsaufnahme von 0,5 W noch 4 XOR 7486, 8 MUX 74157 und 1 ROM 74188 hinzu. Diese 18 Schaltkreise nehmen (LS-TTL) eine Leistung von etwa 1,5 W auf. Die Taktzeit der Schaltungsanordnung erhöht sich durch die zusätzliche Beschaltung von 110 ns für die ALU-Anordnung auf etwa 160 ns.
Mit Hilfe der DQ3MAC ergeben sich weitere Varianten für die QFT3.

C1: Q3BFY mit 1 DQ3MAC

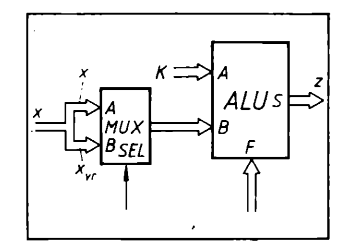
Die in den eckigen Klammern befindlichen 2 Terme in (8b) lassen sich in jeweils einem Takt ausführen. Man kann die noch erforder-



5



6



7

Bild 5. DQ3MAC auf der Basis der ALU 74181

Bild 6. Q3BFY mit DQ3MAC im Pipelinemodus

Bild 7. Q5MAC zur Berechnung von $z = K \pm \langle u \rangle\, x$, $\langle u \rangle \in \{0{,}1/2,\ 1-1/2,\ -1\}$, x_{vr} — x um eine Bitposition nach rechts verschoben

lichen komplexen Additionen in den jeweils nächsten 2 Takten mit dem DQ3MAC durchführen, wenn man, ähnlich wie im Bild 3b gezeigt, die Ergebnisse jeweils auf einen Eingang des DQ3MAC zurückführt und den anderen Eingang mit den zu addierenden Werten CR und CI beliefert. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Addition bzw. Subtraktion in einer folgenden Stufe mit einem Addierer und einem Subtrahierer auszuführen, wobei die Stufe vom DQ3MAC durch ein Pipelineregister getrennt wird. Bild 6 zeigt das Blockschaltbild dieser Anordnung. Der zusätzliche Hardwareaufwand beträgt 14 Schaltkreise (8 ALU, 2 CLG, 4 Pufferregister 8282) mit 4,2 W Verlustleistung. Der Vorteil dieser kombinierten Parallelverarbeitung/Pipeline-Anordnung besteht darin, daß nunmehr eine Q3BFY in 2 Takten von 160 ns zur Verfügung steht, d.h.
$t_{Q3BFY} = 320$ ns und $t_{QFT3,1024} = 1{,}65$ ms.
Die Variante des Q3BFY arbeitet mit 3 Datenbussen am Prozessoreingang und 2 Datenbussen am Prozessorausgang, die, um konfliktfreie Speicherzugriffe in den 2 Takten zu gewährleisten, mit 2 komplexen, im Ping-pong-Modus arbeitenden Speicherblöcken verbunden sind.

C2: Q3BFY mit 2 DQ3MAC

Durch Parallelisierung der Struktur von C1 wird die Q3BFY in einem Takt von 160 ns berechnet, d.h. $t_{Q3BFY} = 160$ ns und $t_{QFT3,1024} = 820$ µs. Der zugehörige Hardwareaufwand beträgt 64 MSI-Schaltkreise mit einem Leistungsbedarf von etwa 11,4 W. Bei dieser Variante sind allerdings jeweils 4 Datenbusse am Prozessoreingang und am Prozessorausgang erforderlich!

2. QFT5

Bild 1b zeigt qualitativ die Approximation der Kreisfunktionen mit 5 Quantisierungsstufen. Bei entsprechender Wahl der Quantisierungsschwellwerte für die QFT5 [3] kann auch bei der QFT5 unter Umständen bei nur relativ geringem Informationsverlust gegenüber der DFT für die Normalisierungsmatrix $\underline{D}_q$ in (4) die Einheitsmatrix $\underline{I}$ verwendet werden. Unter diesen Verhältnissen benötigt die QFT5 nur die Koeffizienten ± 1, $\pm \frac{1}{2}$ und 0. Dabei können die Koeffizienten $\pm 1/2$ durch einfache Rechtsverschiebung mit Multiplexern realisiert werden, wobei im Falle der Arithmetik im Zweierkomplement links das aktuelle Vorzeichen nachgeschoben werden muß. Die QFT5 kann mit den gleichen Strukturen wie die QFT3 berechnet werden, wenn die Q3MAC in den Datenpfaden, in denen die Multiplikanden für die quantisierte Produktakkumulation geführt werden, durch die entsprechenden Multiplexer (d.h. jeweils 4 MUX 74157 mit 0,2 W bei 16 bit Verarbeitungsbreite) ergänzt werden. Bild 7 zeigt die entsprechende, aus der Struktur in Bild 2 hervorgegangene Grundstruktur eines Q5MAC. Die Taktzeiten verlängern sich bei den Varianten A und B auf etwa 165 ns und bei Variante C auf etwa 190 ns. Es ergeben sich die in Tafel 2 angegebenen Werte für den Hardwareaufwand und für die Transformationszeiten. Die Angaben beziehen sich wieder nur auf die Q5BFY (keine Berücksichtigung des Speicheraufwands und des Aufwands für evtl. in Abhängigkeit vom Algorithmentyp und der Speicherstruktur erforderliche Hilfsregister), wobei auf die für die QFT3-Prozessoren angegebenen Varianten bezug genommen wird. Bei den Varianten mit jeweils 2 parallel arbeitenden Q5MAC sind in Tafel 2 die zusätzlichen Multiplexer zur Realisierung des Faktors 1/2 im Hardwareaufwand nur einmal berücksichtigt worden, weil die entsprechenden Operanden gleichzeitig an beide Verarbeitungseinheiten geführt werden.

Tafel 2. Charakteristische Daten der QFT5-Prozessorn bei 16 bit Verarbeitungsbreite
1. 1E, 1A bedeutet: 1 Datenbus am Prozessoreingang und 1 Datenbus am Prozessorausgang, usw.
2. Pipelinemodus

Variante der Q5BFY	Anz. d. SK für Q5BFY	P_V der Q5BFY in W	t_{Q5BFY} in µs	t_{QFT5} $N_c = 1024$ in ms	Datenbusse der Q5BFY[1])
A1:1 Q5MAC1	11	2,3	1,98	10,0	1E, 1A
A2:2 Q5MAC1	18	4,6	1,00	5,0	1E, 2A
B1:1 Q5MAC2	13	3,9	1,32	6,8	2E, 1A
B2:2 Q5MAC2	22	7,6	0,66	3,4	2E, 2A
C1:1 DQ5MAC[2])	40	6,1	0,38	2,0	3E, 2A
C2:2 DQ5MAC[2])	72	11,8	0,19	1,0	4E, 4A

3. Zusammenfassung

Die QFT eröffnet durch die sehr einfache Transformationsstruktur bei bezüglich der Hardwarerealisierung günstig gewählten Quantisierungsstufen Möglichkeiten, die im Vergleich zu FFT-Prozessoren bei entsprechendem Integrationsniveau zu signifikanten Rechenzeitvorteilen und/oder zur Verringerung von Volumen und Verlustleistung führen. Auf der Basis von für die quantisierte Multiplikation entarteten Multiplizierern/Akkumulatoren (Q3MAC, Q5MAC), auch zur Multiplikation/Akkumulation zweier Faktoren (DQ3MAC, DQ5MAC), wurden verschiedene Varianten zur Durchführung der quantisierten Butterflyoperationen (QBFY) diskutiert. Für die quantisierte Fouriertransformation mit 3 Quantisierungsstufen (QFT3) wurden nur die Quantisierungsstufen ± 1 und 0 für die Fourierkoeffizienten zugelassen. Für die QFT5 kommen noch die Quantisierungsstufen $\pm 1/2$ hinzu. Die Strukturen der Q5MAC gehen unmittelbar aus den Strukturen der Q3MAC hervor, indem nur Multiplexer zur Verschiebung des entsprechenden Operanden um eine Binärstelle nach rechts in die Datenpfade geschaltet werden. In den Tafeln 1 und 2 sind die Hardwareaufwendungen und die Rechenzeiten für die quantisierten Butterflyoperationen (Q3BFY bzw. Q5BFY) sowie die Transformationszeiten für 1024 komplexe Werte (QFT3 bzw. QFT5) zusammengestellt. Die Rechenzeiten für die 1024-Punkte-QFT3 überstreichen dabei einen Bereich von 8,6 ms bis 0,8 ms, wobei bis 64 Standard-Schaltkreise benötigt werden. Für die QFT5 ergibt sich ein Bereich von 10 ms bis 1 ms mit 11 bis 72 Standardschaltkreisen.

NaA 49

Literatur

[1] *Sandau, R.; Lorenz, E.:* Die quantisierte Fouriertransformation —'eine Approximation der DFT. Nachrichtentech., Elektron., 39 (1989) 4, S. 131–133
[2] *Sandau, R.:* Transformationen und Prozessorstrukturen zur 2D-Merkmalextraktion in der Fernerkundung. Diss., AdW der DDR, Forschungsbereich Geo- und Kosmoswissenschaften, Berlin 1987
[3] *Jaroslavskij, L. P.; Mersljakov, N. S.:* Zifrovaja golografika (Digitale Holografie). Moskau: Nauka 1982
[4] *Rabiner, L. R.; Gold, B.:* Theory and Application of Digital Signal Processing. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice Hall Inc. 1975

Dr.-Ing. *Rainer Sandau*, Institut für Kosmosforschung der AdW der DDR, Rudower Chaussee 5, Berlin, 1199

21th World Telecommunication Day

Zum 21. Mal begehen die Mitgliedsländer der Internationalen Fernmeldeunion (ITU) am 17. Mai 1989 den Weltfernmeldetag. In diesem Jahr hat der Verwaltungsrat der ITU die

„Internationale Kooperation"

zum Leitthema des Tages gewählt.

Der Rat beabsichtigt damit
- jedem Mitgliedsland den Nutzen für das eigene Land zu verdeutlichen
- neue Formen anzuregen
- die Bedeutung der internationalen Kooperation insbesondere in Hinsicht auf die „Telekommunikation von morgen" zu unterstreichen.

Anwendungen fehlerkorrigierender Codes

L. Staiger, Magdeburg

Mitteilung aus der Technischen Universität „Otto von Guericke" Magdeburg, Sektion Mathematik

Mit dem wachsenden Einsatz von Rechnersystemen in allen Bereichen von Wirtschaft und Wissenschaft und der sich daraus ergebenden wachsenden Kommunikation (Datenaustausch) ergibt sich die Notwendigkeit, die auszutauschenden oder zu speichernden Datenmengen gegen Verfälschung durch äußere Einflüsse zu sichern. Das wird auch z. B. durch den ersten Satz in dem 1981 erschienenen US-amerikanischen Lehrbuch [1]: „Error-correction coding is being used on an almost routine basis in most communication systems" unterstrichen. Die Aussage trifft um so mehr zu, als im Zuge der digitalen Speicherung akustischer Information auch bei Konsumgütern (z. B. Compact Disc, Kassettentonbandgeräte nach dem DAT-System) Erzeugnisse, deren Funktionieren ohne fehlerkorrigierende Codes undenkbar wäre, heute schon zu unserem Wohnbereich gehören.

Erste kommerzielle Anwendungen von fehlerkorrigierenden Codes waren sowohl die Nachrichtenübertragung (aus dieser Richtung kam ja durch die bekannte Arbeit von *Shannon* [2] der Anstoß zu ihrer theoretischen Untersuchung) als auch die Datenspeicherung. Bei letzterem stand zuerst die Sicherung der Daten- und Befehlsworte des Hauptspeichers von Rechenanlagen gegen Fehlinterpretation im Vordergrund. Mit dem System IBM 2401 eröffnete sich für fehlerkorrigierende Codes das Einsatzgebiet der externen magnetischen Speichermedien (Magnetband, -platte), für die sich aufgrund hoher Aufzeichnungsdichten ein Fehlerkorrektursystem für die gespeicherten Daten notwendig machte [3] [4] [5] [6].

Eng verwandt mit diesen Problemkreisen sind auch die Sicherung von Prozessoren gegen Fehlverhalten durch Fehlererkennungsschaltungen [7] sowie auch die „Korrektur" von Defekten, die bei der Nutzung von Mikrochips, deren Speicherzellen nicht sämtlich einwandfrei funktionieren, also bei der Erhöhung der Produktionsausbeute eine Rolle spielen.

Seit etwa Mitte der 60er Jahre haben sich auf dem kommerziellen Gebiet in vielen Anwendungen (Einzellösungen und auch für den Einsatz in Serienproduktion) fehlerkorrigierende Codes durchgesetzt [8]. Dabei spielten die folgenden Faktoren wesentliche stimulierende Rollen:

1. Fehlerkorrigierende Codes bieten einen Schutz gegen Verlust oder Verfälschung von Daten, die durch Umwelteinflüsse gestört werden können (z. B. gespeicherte Daten, Meßdaten von unzugänglichen Quellen, aus dem All o. ä.).

2. Fehlerkorrigierende Codes ermöglichen eine konstengünstige Übertragung (Speicherung) von Datenmengen (unter Kosten sind hier neben reinen Systemkosten auch Energie zu verstehen; weniger Energieeinsatz im Sender und Empfänger bedeutet dabei u. a. auch weniger Streuenergie, die benachbarte Systeme stören kann). In diesem Lichte ist auch das folgende Zitat von *R. E. Blahut*, eines führenden Wissenschaftlers von IBM, zu sehen [9]: „To build a communication channel as good as we can is a waste of money".

3. Fehlerkorrigierende Codes erlauben es, Implementationsaufwand gezielt auf Sender und Empfänger zu verteilen (dieser Aspekt macht sich besonders bei Satellitenkommunikation bemerkbar, wo der größere Aufwand auf die Bodenstation verlagert werden kann).

4. Durch die rapide Entwicklung der Mikroelektronik ist es möglich, kleine leistungsfähige Codierer/Decodierer (Codecs) zu konstruieren und in großer Stückzahl zu produzieren.

5. Mit der schnellen Entwicklung der digitalen Datenübertragung (z. B. über Telefon und Telegraf) und der Forderung nach sicherer schneller Übertragung der gesendeten Daten macht sich der Einsatz von fehlerkorrigierenden Codes und Codecs erforderlich.

Die wachsende Bedeutung des unter 5. erwähnten Aspekts wird auch durch die begonnene Entwicklung von Systemen zur digitalen Sprachübertragung unterstrichen, z. B. in Telefonnetzen in den vergangenen Jahren. Wesentliche Einsatzgebiete von fehlerkorrigierenden Codierungs- und Decodierungssystemen (Codecs) im kommerziellen Bereich sind die folgenden (z. T. schon erwähnten):

- Spätestens seit 1970 sind sowohl die Zentraleinheit als auch die externen Speichermedien (Magnetband-, Magnetplatten-, magnetische und optische Massenspeicher) von größeren Rechenanlagen gegen Verfälschung von Daten durch fehlerkorrigierende Codecs geschützt.
- Für die Datenübertragung von und nach Satelliten werden seit Beginn fehlerkorrigierende Codecs benutzt. Hierbei wird einerseits das Verrauschen der Signale bekämpft und zum anderen ein energie- und gewichtssparendes Verteilen von Codierer und Decodierer wegen der beschränkten Ressourcen des Flugkörpers erreicht.
- Seit etwa 1965 werden fehlerkorrigierende Codecs für Telegrafenlinien, HF-Radio und Unterseekabel entworfen und implementiert.
- Seit den frühen 70er Jahren wurden für Navigationszwecke fehlerkorrigierende Codecs benutzt, um den störenden Einfluß anderer Radarstrahlen auf die empfangenen Signale zu verhindern.

Dabei haben sich für viele der unter den 3 zuletzt genannten Datenübertragungszwecke die sogenannten Faltungscodes durchgesetzt, aber auch bei Datenspeichern wurde 1985 von IBM ein Faltungscodes ausnutzendes Codec vorgestellt [5]. Dennoch ist die Bedeutung von Block-Codes nicht zu unterschätzen. Zum einen haben viele Datenspeichersysteme eine vom Datenformat abhängige Blockstruktur, für die sich die Verwendung eines Block-Codes anbietet, zum anderen werden Blockcodes in den leistungsfähigen Kaskadencodierungssystemen (z. B. auch in Verbindung mit Faltungscodes) benutzt.

Es ist auch nicht verwunderlich, daß die kommerziellen Entwicklungen auf den Konsumgüterbereich ausstrahlen und dort die Gestalt der Schallplatte, des Kassettentonbandes und auch der Rundfunkübertragung (Satellitenradio) beeinflussen.

Erste Entwicklungen zur digitalen Tonaufzeichnung auf Magnetband wurden in den 70er Jahren vorgenommen; von der Firma Mitsubishi (Japan) wurde Ende der 70er Jahre ein digitales Audio-Magnetbandgerät vorgestellt [10] [11], seit Anfang der 80er Jahre wird am System (DAT) für digitale Audio-Magnetbandkassettengeräte (Mitsubishi, Philips) gearbeitet, 1987 erschien ein erster Prototyp [12].

Schon seit längerem bekannt ist die digitale Schallplatte (Compact Disc), die gemeinsam von den Firmen Sony (Japan) und Philips entwickelt wurde [23]. Schließlich ist noch das Projekt Satellitenrundfunk [14] zu nennen, bei dem auch die Toninformation digital übertragen wird. Allen diesen Systemen ist eigen, daß sie eines Fehlerkorrekturmechanismus bedürfen, damit nicht durch Übertragungs- bzw. Lesefehler Verfälschungen der digitalen Information auftreten, die sich dann als mehr oder weniger laute Knackgeräusche bemerkbar machen. Das würde die Vorteile der digitalen Tonaufzeichnung (höherer Frequenz- und Dynamikbereich, keine Laufgeräusche) zunichte machen.

Zum Abschluß des Abschnitts soll noch die Entwicklung der Fehlerkorrektur bei digitalen Magnetbandspeichern an Hand der IBM-Systeme kurz dargestellt werden. Die IBM-Systeme 2401, 3420 und 3480 haben Aufzeichnungsdichten von 800, 6250 bzw. 38000 bit je Zoll und 9 Spuren (18 beim System 3480) auf dem Band. Bei diesen hohen Aufzeichnungsdichten ist es erforderlich, die aufgezeichnete Information gegen Verfälschung zu schützen. Hauptsächlich auftretende Fehler sind bei dieser Art der Magnetbandaufzeichnung Fehlerbüschel entlang einer bzw. mehrerer Spuren.

Beim System 2401 wurde deshalb den Datenblöcken ein sogenanntes CRC-Zeichen angehängt, mit dessen Hilfe es möglich ist, (in fast allen Fällen) Störungen in einer Spur eines Datenblocks zu erkennen [3]. Dazu wurde die 9. Spur als Paritätsspur benutzt, so daß es möglich war, eine gestörte Spur im Block zu rekonstruieren.

Dieses einfache Verfahren reichte natürlich bei der höheren Bit-Dichte des 3420er Systems nicht mehr aus, obwohl die prinzipielle Struktur (Paritätsspur, CRC-Zeichen am Ende des Blocks) beibe-

halten wurde. Zusätzlich wurden innerhalb der Blöcke 8 × 9 Muster als Codewörter eines optimalen Codes angeordnet, also zusätzlich noch 1 Byte Redundanz eingeführt [6]. Bei Codierung und Decodierung wurde ein sogenanntes Spiegelungsverfahren, das die Symmetrie des Codes ausnutzt, angewandt, um die spaltenweise (bedingt durch die spurparallele Aufzeichnung) Struktur des Codes der zeilenweisen (s. o.) Struktur der Störung anzupassen. Die Struktur des Codes selbst ist algebraisch über dem Galoisfeld GF(256). Bei der Decodierung werden Gleichungssysteme gelöst (mit Schieberegistertechnik und Hardwareimplementierung). Der Code ermöglicht es dabei, eine gestörte Spur zu korrigieren oder, falls eine Fehleranzeige der gestörten Spuren durch externe Pointer vorliegt, auch 2 gestörte Spuren zu rekonstruieren. Ein ähnliches Verfahren für eine größere Anzahl von Spuren wurde in [15] vorgestellt.
Die noch gesteigerten Anforderungen des 3480er Systems brachten dann eine grundlegende Änderung des Verfahrens mit sich. Es wurde ein Faltungscode konstruiert, der ein schnelles Decodierverfahren gestattet, was durch die hohe Datenrate erforderlich ist [5]. Dieser Code kann hier aus Platzgründen nicht näher erläutert werden.

Schlußbemerkung

Unsere Ausführungen machen deutlich, daß den Problemen der Fehlerkorrektur bei Datenübertragung und -speicherung auch in Zukunft eine immer größere Rolle beim Entwurf und bei der Entwicklung von Datenverarbeitungsanlagen zukommt (vgl. auch [13]). Dem interessierten Leser bietet sich zu diesem Gebiet eine breite Palette ausländischer (insbesondere sowjetischer und US-amerikanischer) Lehrbücher an. In der DDR sind dazu einige ältere Übersetzungen [15] [16] [17] sowie die Bücher [18] [19] [20] und die Artikelsammlung [21] erschienen, wobei die beiden Bücher [19] [20] mehr theoretischen Charakter haben (eine kurze Zusammenfassung des Inhalts von [20] findet man in [22]).

NaA 38

Literatur

[1] *Clark, G. C.; Cain, J. B.:* Error-Correction Coding for Digital Communications. New York: Plenum Press 1981
[2] *Shannon, C. E.:* A mathematical theory of communication Bell Syst. Tech. J. 27 (1948) 3, S. 379–423 und 4, S. 623–656
[3] *Brown, D. T.; Sellers, F. F. jr.:* Error correction for IBM 800-Bit-per-Inch magnetic tape. IBM J. Res. Develop. 14 (1970) 4, S. 384–389
[4] *Patel, A. M.:* Error recovery sceme for the IBM 3850 mass storage system. IBM J. Res. Develop. 24 (1980) 1, S. 32–42
[5] *Patel, A. M.:* Adaptive cross-parity (AXP) code for a high density magnetic tape sub-system. IBM J. Res. Develop. 29 (1985) 6, S. 546–562
[6] *Patel, A. M.; Hong, S. J.:* Optimal rectangular code for high density magnetic tapes. IBM J. Res. Develop. 18 (1974) 6, S. 579–588
[7] *Gössel, M.; Graf, S.:* Fehlererkennungsschaltungen. Berlin: Akademie-Verlag 1987
[8] *Berlekamp, E. R.:* The technology of error-correcting codes. Proc. IEEE 68 (1980) 5, S. 564–593
[9] *Blahut, R. E.:* Time and frequency domain processing, in: The Impact of Processing Techniques on Communications. NATO Advanced Study Institute, Chateau de Bonas (Gers) France, July (1983) S. 11–22
[10] *Tanaka, K.;* u.a.: On PCM multi-channel tape recorder using powerful code format. AES 67th Conv., Oct. 1980
[11] *Tanaka, K.; Yamaguchi, T.; Sugiyama, Y.:* Improved two channel PCM tape recorder for professional use. AES 64th Conv., Nov. 1979
[12] *Onishi, K.;* u.a.: Consumer use compact casette digital audio recorder. AES 75th Conv., March 1984
[13] *Völz, H.:* Fehlerkorrektur – Möglichkeiten und Grenzen. in: 6. Konf. Magnetische Signalspeicher, Greifswald 1984, S. 407–418
[14] Digitaler Hörfunk über Rundfunksatelliten. Informationsbroschüre des Bundesministers für Forschung und Technologie
[15] *Staiger, L.:* 1-Spur-Fehler-Korrekturverfahren für Magnetbandaufzeichnung. Nachrichtentech. Elektron. 36 (1986) 9, S. 338–340
[16] *Denes, J.; Szokolay, M.:* Theoretische und praktische Probleme der Datenübertragung. Berlin: VEB Verlag Technik 1973
[17] *Seliger, N. B.:* Kodierung und Datenübertragung. Berlin: VEB Verlag Technik, 1973
[18] *Wilhelm, C.:* Datenübertragung. Berlin: Militärverlag der DDR 1976
[19] *Pötschke, D.; Sobik, F.:* Mathematische Informationstheorie. Berlin: Akademie-Verlag, 1980
[20] *Lindner, R.; Staiger, L.:* Algebraische Codierungstheorie – Theorie der sequentiellen Codierungen. Berlin: Akademie-Verlag 1977
[21] *Staiger, L.; Esperstedt, V.; Völz, H.:* Sammlung ausgewählter Beiträge zur fehlertoleranten Codierung. ZKI-Information 1/85, S. 68–136
[22] *Lindner, R.; Staiger, L.:* Zur Theorie der sequentiellen Codierungen. in: Codierungstheorie und Theorie der Suchalgorithmen (*J. Bormann*, Hrsg.) TU Dresden 1978, S. 31–36
[23] *Vries, L. B.; Odaka, K.:* CIRC – the error-correcting code for the compact disc digital audio system. AES Premiere Conf., collected papers (*B. Blesser, B. Locanthi* and *Th. G. Stockham*, Hrsg.), S. 178–186
[24] *Borodin, L.;* Einführung in die Theorie einer störsicheren Kodierung. Leipzig; Geest & Portig 1972

Dr. sc. nat. *Ludwig Staiger*, Technische Universität „Otto von Guericke“ Magdeburg, Sektion Mathematik, PSF 124, Magdeburg, 3010

Monomode-Schmelzkoppler – Technologie, Modellierung, Eigenschaftsbild. Teil 1

St. Lochmann, KDT, Ch. Erdmann, KDT, J.-M. Labs, KDT, W. Scheel, KDT, Berlin

Mitteilung aus der Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik

Mit dem international zu beobachtenden Trend zum Einsatz der Monomode-Lichtwellenleiter (LWL) steigt auch der Bedarf an Verzweigern. Viele Anwendungen werden überhaupt erst mit der Bereitstellung dieser Bauelemente möglich. Als wichtigste Einsatzgebiete von Monomode-Verzweigern seien genannt:

- optische Sensoren
- optische Bussysteme
- optische Heterodynübertragung
- WDM-Übertragung
- optische Meßgeräte.

Die international bekannten Herstellungstechnologien für Monomode-Koppler lassen sich in folgende Verfahrensgruppen untergliedern:

- Verdrill-Ätz-Technik [1] [2]
- Anschlifftechnik [4] bis [12]
- thermische Technologien (s. Pkt. 2.3)
- integriert-optische Koppler [3]
- Doppelkernfasern [13]
- geklebte D-LWL [14].

Keine breite kommerzielle Nutzung fanden bisher die relativ aufwendigen Spezial-LWL in D-Form oder mit Doppelkernstruktur, obwohl mit derartigen LWL insbesondere bei polarisationserhaltenden Verzweigern sehr günstige Koppeleigenschaften erzielbar sind. Das resultiert im wesentlichen daraus, daß neben den hohen Herstellungskosten zusätzliche Probleme bei der Trenn- und Spleißtechnologie impliziert werden.
Integriert-optische Monomode-Verzweiger, die u.a. Vorteile hinsichtlich der Herstellungsproduktivität haben, fanden ebenfalls international bisher noch keinen breiten kommerziellen Einsatz. Eine Hauptproblematik bei dieser Technologie ist in der stabilen, dämpfungsarmen LWL-Ankopplung an das Substrat zu sehen. Dies ist auch eine Ursache, für relativ hohe Zusatzdämpfungswerte, die sich zu $a_z \geqq$ etwa 1,5 dB ableiten lassen und vielen Applikationen entgegenstehen.
Gleichfalls nur als eine ausgesprochene Labortechnologie ist die Verdrill-Ätztechnik einzuschätzen. Hierbei werden abgemantelte Monomode-LWL mehrfach verdrillt und bis in Kernnähe abgeätzt. Probleme treten bei der Verkappung der sehr bruchempfindlichen Verzweiger auf. Große Temperaturabhängigkeiten des Koppelverhältnisses ($\approx 1\%/K$) und relativ hohe Zusatzdämpfungen ($a_z \approx 1$ bis 4 dB) sind hiermit verbunden [1] und stehen neben der unzureichenden Reproduzierbarkeit einem breiten Einsatz entgegen.

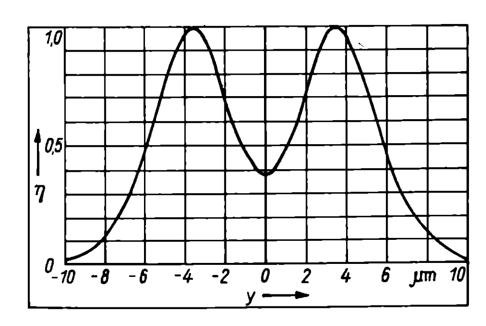
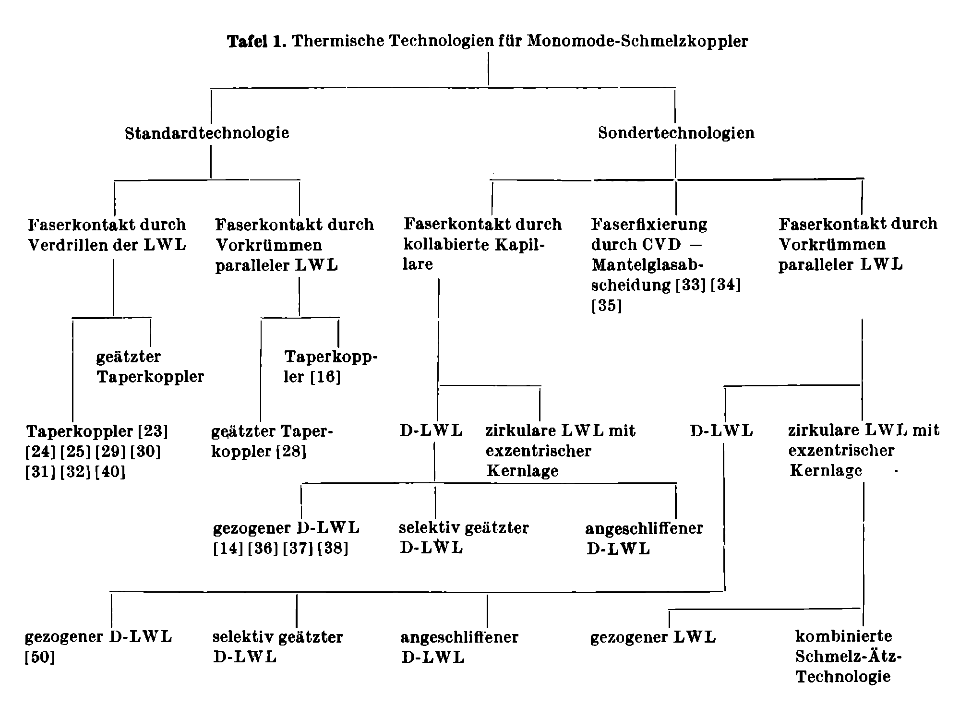
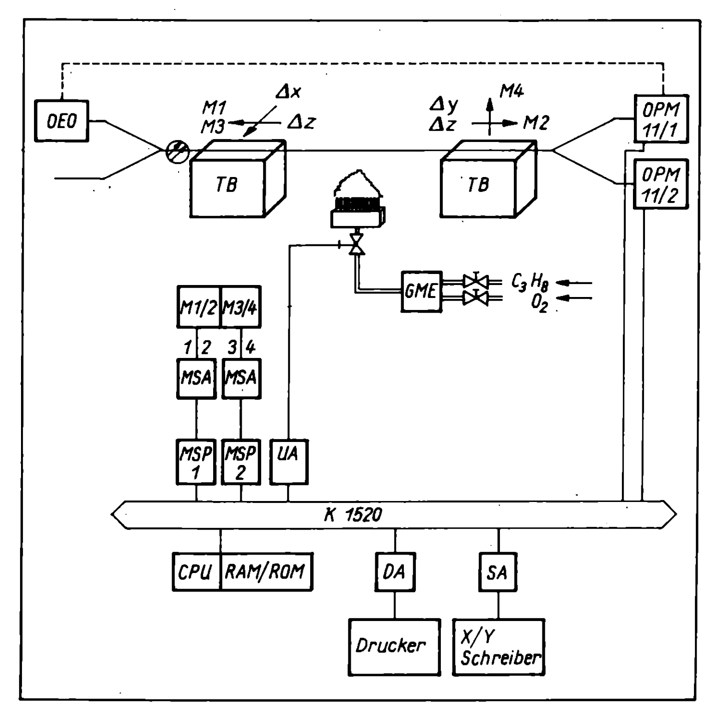


Bild 1. Numerisch ermittelte Abhängigkeit des Auskoppelgrades vom lateralen Versatz y bei einem typischen Anschliffkoppler

Bild 2. Prinzipdarstellung der Realisierung von Taperkopplern
MSP Motorsteuerplatine
MSA Umsetzer zur Motoransteuerung
OEO optisch-elektrisch-optischer Konverter
DA Druckeransteuerung
TB Translationsblock
SA Schreiberansteuerung
GME Gasmischeinrichtung
VA Ventilansteuerung (im Bild UA)
OPM optischer Pegelmeßplatz

Tafel 1. Thermische Technologien für Monomode-Schmelzkoppler





Eine wesentlich größere Verbreitung haben Monomode-Verzweiger in Anschlifftechnik gefunden. Vorteilhaft wirkt sich hierbei vor allem aus, daß bei Beherrschung dieser Technologie auch weitere passive optische Bauelemente, wie Gitterreflektoren, Polarisatoren, realisiert und unabhängig vom LWL-Typ (abgesenktes oder angepaßtes Mantelprofil, polarisationserhaltender LWL usw.) relativ niedrige Zusatzdämpfungen von $a_Z \approx 0{,}5$ bis 1 dB erzielt werden können. Zur Herstellung eines Anschliffkopplers werden hierbei 2 Monomode-LWL auf eine Halterung mit definiertem Radius fixiert und örtlich bis in Kernnähe abgeschliffen sowie anschließend unter Verwendung von Immersionsflüssigkeit oder brechzahlangepaßtem Kleber zusammengefügt. Der Auskoppelgrad $\eta = P_4/P_1$ wird in entscheidendem Maße vom Abstand der Kernmitten und vom lateralen Versatz der Kerne bestimmt. Im Bild 1 ist die Abhängigkeit des Auskoppelgrades vom lateralen Kernversatz y dargestellt. Man erkennt, daß bereits eine Verschiebung der beiden LWL um weniger als 0,5 μm eine Änderung von η um mehr als 5% bewirkt. Da Verschiebungen in einer derartigen Größenordnung bereits während der Fixierung der beiden Kopplerhälften schwer zu beherrschen und auch durch die unterschiedlichen thermischen Ausdehnungskoeffizienten der verwendeten Materialien auftreten können, sind Anschliffkoppler im Hinblick auf die Reproduzierbarkeit, die Temperaturstabilität und das Langzeitverhalten als kritisch zu bewerten. Das ist neben der relativ zeitaufwendigen Technologie ein Hauptgrund, warum sich Anschliffkoppler gegenüber einer automatisierten Schmelzkopplerfertigung nicht in dem Maße durchgesetzt haben.

1. Herstellungstechnologie für Monomode-Schmelzkoppler

Die thermischen Technologien werden in einer Vielzahl von Varianten häufig und umfangreich in der internationalen Literatur [15] bis [40] beschrieben. Dabei kann anhand von Tafel 1 eine weitere Untergliederung erfolgen.

Der prinzipielle Ablauf der Standardtechnologie ist im Bild 2 zu erkennen. Die zu fügenden, von ihrer Primär- und Sekundärbeschichtung befreiten LWL werden unter Energiezufuhr (Gasflamme, Glimmentladung od. Widerstandserwärmung) verschmolzen und in der Regel solange gestreckt, bis sich der erforderliche Auskoppelgrad einstellt. Alle Komponenten werden hierbei zumeist von einem Mikrorechner gesteuert.

Neben der Verwendung von zirkularen LWL kann man außerdem das Fügen von LWL mit stark exzentrischer Kernlage bzw. D-förmiger LWL unterscheiden (s. Tafel 1). Die Verwendung dieser Sonderformen beruht auf der Grundüberlegung, daß der nachteilige Taperprozeß bei einer stark exzentrischen Kernlage innerhalb der LWL, die eine genügende Annäherung der lichtführenden Kerne ermöglicht, vermieden werden kann.

Hinsichtlich der LWL-Fixierung im Kopplerschweißgerät muß unterschieden werden:

- in die zumeist angewandte Realisierung eines Faserkontakts durch ein- bzw. auch mehrmaliges Verdrillen [29] bis [32]
- den Faserkontakt durch Vorkrümmen paralleler LWL [28]
- den Faserkontakt durch CVD-Mantelglasabscheidung [33] bis [35] und
- den Faserkontakt infolge Kollabierens einer Kapillare [14] [36] bis [38].

Dabei muß die Abscheidung von Glasmaterial mit niedrigerer Viskosität für die Erzielung eines sicheren Faserkontakts und guter Lagestabilität als zu aufwendig eingeschätzt werden, während die anderen Varianten günstigere Einsatzeigenschaften aufweisen.

Das Verschmelzen der LWL kann so gesteuert werden, daß in Abhängigkeit von der Arbeitstemperatur runde, elliptische bzw. doppelkreisförmige Fügezonenquerschnitte entstehen. Das wird z.T. ausdrücklich für eine gezielte Beeinflussung des Koppelverhaltens gegenüber Umgebungseinflüssen genutzt [27].

Neben dem in der Regel angewandten Taperprozeß wird zur Realisierung der Koppelfunktion mitunter auch eine definierte, mit einer Modenfeldverbreiterung verbundenen Kernausdiffusion durch Tempern genutzt. Diese Technologievariante kam bisher jedoch nur im Zusammenhang mit D-LWL zur Anwendung [36].

Der letzte Herstellungsschritt umfaßt die Verkappung des fertigen Kopplers durch Einbetten in Silikongummi, Epoxidharze, zumeist aber in entsprechende Acrylate, wobei je nach Kopplergeometrie mit einer mehr oder weniger ausgeprägten Änderung des Koppelverhältnisses (z.B. bis zu $\Delta K = 100\%$ [23]) zu rechnen ist.

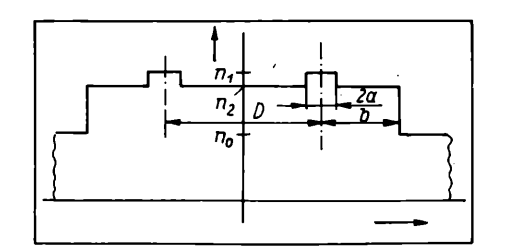


Bild 3
Prinzipdarstellung des Brechzahlverlaufs in einem Monomode-Schmelzkoppler

2. Modelle zum Koppelverhalten

Ausgangspunkt der mathematischen Beschreibung ist der nach dem Verschmelzen der beiden Monomode-LWL entstandene Wellenleiter mit 2 Kernen [39]. Setzt man für beide ein Stufenprofil voraus, dann hat der Wellenleiter das im Bild 3 gezeigte Brechzahlprofil.

Eine Berechnung des Energietransfers ist durch Lösung der Maxwellschen Gleichungen für das Gesamtsystem über die „normal modes" möglich, wobei man zumeist davon ausgeht, daß nur der symmetrische und der antisymmetrische, jeweils voneinander unabhängige Grundmodus miteinander interferieren [29]. Hierbei lassen sich relativ einfach Lösungen für Rechteckapproximationen [17] gewinnen, während die Berechnung der realen elliptischen bzw. doppelkreisförmigen Strukturen, die genauere Aussagen hinsichtlich der Polarisationseigenschaften liefern [15], mit einem wesentlich höheren numerischen Aufwand verbunden sind.

Einfacher ist es zumeist, den Energietransfer über die Modenkoppeltheorie, d.h., die Verkopplung der „local modes" der ungestörten, schwach führenden Wellenleiter über den Koppelkoeffizienten c zu ermitteln.

Die praktischen Untersuchungen an Taperkopplern (z.B. Nachweis $K = f(n_0)$ in [40]) zeigten jedoch, daß diese unmittelbar auf den Energieaustausch über das evaneszente Feld der LWL-Kerne gerichteten Modellvorstellungen nur für Kopplerkonstruktionen mit relativ geringen Kernabständen $D \ll b$ und mit V-Parametern $V > \approx 0{,}7$ gelten. Das heißt, sie sind im wesentlichen nur auf Doppelkernfasern und angeschliffene Koppler sowie auf Verzweiger aus D-LWL und LWL mit exzentrischer Kernlage mit hinreichender Genauigkeit anzuwenden.

Es läßt sich zeigen, daß bei geringen Unterschieden der Phasenausbreitungskonstanten die Strahlungsleistungen in den beiden LWL dann durch (1) und (2) beschrieben werden:

$$P_3 = P_1 \cdot \cos^2 (c \cdot z) \qquad (1)$$

$$P_4 = P_1 \cdot \sin^2 (c \cdot z), \qquad (2)$$

z Koppellänge.

Dabei wird die reale Kopplerstruktur ausgehend von einem konstanten Koppelkoeffizienten (meist dem Maximalwert) durch Berechnung einer effektiven Koppellänge in eine Koppelanordnung mit parallelen Wellenleitern transformiert, bzw., was zumeist auf Schmelzkoppler zutrifft, von einer konstanten Koppellänge und einem mittleren Koppelkoeffizienten $\bar{c}$ ausgegangen. Der mittlere Koppelkoeffizient ergibt sich hierbei [39] aus:

$$\bar{c} = \frac{1}{z} \int_0^z c(z')\, dz' \qquad (3)$$

mit

$$c(z') = \frac{\mathrm{NA} \cdot U^2 \cdot K_0 (W \cdot D/a)}{n_1 \cdot a \cdot V^3 \cdot K_1^2 (W)} \qquad (4)$$

NA Numerische Apertur; U, V, W, Eigenwerte der Wellengleichung; K_n Besselfunktion n-ter Ordnung.

Für einen Koppler mit konstantem Kerndurchmesser und Abstand, wie er z.B. bei einer Doppelkernfaser [13] oder auch bei D-LWL [38] vorliegt, lassen sich (3) und (4) verhältnismäßig leicht auswerten, während bei getaperten Kopplern, wo U, V, W, a und D eine Funktion von z sind, eine Auswertung i.a. nur numerisch möglich ist.

Da jedoch beim Verschmelzen runder LWL $D = 1, 2; \ldots; 2 \cdot b$ gilt, also große Kernabstände vorhanden sind, muß das Modell modifiziert werden.

Wegen des großen Kernabstands muß der Koppler, um überhaupt einen meßbaren Energietransfer zu erzielen, sehr stark ($b_0/b_T = 6 \cdots 20$) getapert werden. Dabei werden die Kerndurchmesser so weit verringert, daß die Kerne ihre Führungsfunktion verlieren. Das Licht wird dann in einem Wellenleiter geführt, der sich aus den LWL-Mänteln als Kern und dem äußeren Medium als Mantel zusammensetzt. Wegen der großen Abmessungen und der damit verbundenen relativ großen V-Parameter $V > 20$, sind in diesen Wellenleitern jedoch mehrere Moden ausbreitungsfähig. Für Verzweiger mit geringer Zusatzdämpfung muß dafür gesorgt werden, daß im Taperbereich möglichst der gesamte Teil der Energie im HE_{11}-Modus verbleibt. Das kann entsprechend [41] nur bei einem adiabatischem Taper mit

$$\left|\frac{da}{dz}\right| < \left|\frac{a(\beta_1 - \beta_2)}{2 \cdot \pi}\right| \qquad (5)$$

erreicht werden.

Unter dieser Voraussetzung gilt nun für den Koppelkoeffizienten [39]:

$$c(z) = \frac{\mathrm{NA} \cdot U^2 \cdot K_0 (WD/b)}{n_2 \cdot b \cdot V^3 \cdot K_1^2 (W)} \qquad (6)$$

mit

$$\mathrm{NA} = \sqrt{n_2^2 - n_0^2}. \qquad (7)$$

(6) läßt sich unter der Annahme $U \approx 2{,}4$ $W = V$, $V > 20$ sowie der asymptotischen Näherung für die Besselfunktion (es ist z.B. auch eine Approximation über eine Taylorentwicklung möglich [7]) vereinfachen zu [39]

$$c(z) = \frac{5{,}76 \cdot \mathrm{NA}}{b(z) \cdot n_2 \cdot \pi \cdot V(z)^{5/2}} \qquad (8)$$

mit

$$V(z) = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot b(z) \cdot \sqrt{n_2^2 - n_0^2}. \qquad (9)$$

Obwohl sich mit dem dargestellten Modell die Einflußgrößen auf das Koppelverhalten gut erfassen lassen, bleiben doch die die Zusatzdämpfung maßgeblich bestimmenden Taperregionen des Kern-Mantel-Übergangs des Grundmodus unberücksichtigt bzw. man geht davon aus, daß keine Anregung höherer Moden stattfindet.

Zur Erfassung dieser Eigenschaft wurde zunächst an Tapern mit Kreisquerschnitt das Modenkoppelverhalten des HE_{11}- zum HE_{12}-Modus berechnet und auf Koppler unter der Annahme übertragen, daß in diesem Taperabschnitt noch kein Energietransfer zum anderen LWL stattfindet [41]. Wichtigstes Ergebnis hierbei ist die Ableitung von Dimensionierungsgrenzwerten für Taper und Taperkoppler aus dem Grenzfall zur Anregung des nächsthöheren Modus entsprechend (5) (vgl. auch Pkt. 4.2).

Weitestgehende Bestätigung dieser Berechnungen ergibt sich beim Vergleich mit [42], wo für rechteckige Taperquerschnitte der Übergang vom E_{11}- zum E_{13}-Modus ($E_{ij} \approx HE_{ij}$) als Grenzfall betrachtet wurde. In diesem Fall gilt jedoch die Annahme, daß in dem Taperbereich, wo der Kern- zum Mantelmodus übergeht ($b/b_0 \approx 0{,}4$), bereits ein Energietransfer in den benachbarten Wellenleiter (zum E_{12}-Modus der Gesamtstruktur) stattfindet.

Diese Vorgehensweise wurde ebenfalls auf LWL mit abgesenktem Mantelprofil angewandt [41]. Hierbei geht man davon aus, daß bei verringerten LWL-Querschnitten in gleicher Weise wie bei koaxialen LWL-Richtkopplern [43] [44] eine Modenkopplung zwischen Kernmoden und Moden des äußeren Ringwellenleiters stattfindet [26] [41] [45] [46].

Für quantitative Angaben zur Modenkopplung in getaperten LWL mit abgesenktem Mantelprofil wurden in [46] die Differenz der Phasenkonstanten zwischen Grundmodus des Kerns und des Ringwellenleiters ermittelt und mit Hilfe der bekannten Modenkopplungstheorie [43] [44] über die koaxialen Koppelkoeffizienten die oszillierende Ausgangsleistung des Kerns (die Acrylatbeschichtung absorbiert hinter dem getaperten Abschnitt die Moden im äußeren Ringwellenleiter) in sehr guter Übereinstimmung mit praktischen Werten bestimmt. Gleichzeitig wurde dargestellt, daß in Taperkopplern eine koaxiale Kopplung eher einsetzt als zwischen den LWL-Kernen und damit Verluste nicht unmittelbar auszuschließen sind.

Für die Analyse an „stark koppelnden Strukturen" wie z.B. Monomode-Verzweiger mit Kernanschliff und eventuell auch künftige Koppler aus selektiv bis in die Kernregion geätzten D-LWL sind die beschriebenen Modellvorstellungen zum Koppel- und Dämpfungsverhalten weniger geeignet. Bessere Aussagen bietet hierfür die „Theorie der Modenanregung" [22]. Hierbei wird die Koppelzone als geschlossener Wellenleiter angesehen und für alle ausbreitungsfähigen Moden mittels Kontinuitätskriterium der tangen-

Fortsetzung auf Seite 184

Technologische Realisierungsmöglichkeiten von AOW-Hybridoszillatoren

R. Naumann, KDT, Berlin; K. Törker, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Ingenieurhochschule Berlin und der Technischen Universität Dresden

1. Vorbemerkungen

Die Entwicklung von Bauelementen auf der Basis von akustischen Oberflächenwellen (AOW) in Verzögerungsleitungs- oder Resonatorausführung erwies sich als eine wesentliche Voraussetzung für eine integrationsfreundliche Realisierung von Oszillatoren im Bereich von einigen 10 MHz bis zu mehreren 100 MHz [1] [2].

Mit AOW-Oszillatoren können harmonische Schwingungen in solchen Frequenzbereichen erzeugt werden, die für die Nachrichtentechnik von wesentlicher Bedeutung sind.

Im vorliegenden Beitrag werden die technologischen Aspekte beim Entwurf und der Fertigung eines solchen Oszillators in Hybridtechnik diskutiert, der in 3 Varianten (70 MHz; 100 MHz; 200 MHz) entworfen und in Labormustern gefertigt wurde.

Speziell die 200-MHz-Variante soll etwas näher vorgestellt werden.

2. Realisierung des AOW-Oszillators in Hybridtechnik — Aufbau des AOW-Oszillators

Die realisierten Oszillatoren bestehen aus einer optimierten AOW-Verzögerungsleitung (VZL) auf einem Quarzsubstrat (passiver Rückkoppelvierpol) und einem zweistufigen breitbandigen Verstärker, der in verschiedenen Schichttechniken realisiert wurde (aktiver Teil; Bild 1).

Die durchgeführten technologischen Untersuchungen dienten dem Ziel, für verschiedene definierte Frequenzbereiche die Fertigung der AOW-Oszillatoren nach dem gleichen technologischen Grundkonzept zu ermöglichen, moderne Mikroelektroniktechnologien (Dickschicht- und Dünnschicht-Hybridtechniken, Chips- und SMD-Technik) einzusetzen und auf bewährte Gehäuselösungen zurückzugreifen.

Die Oszillatoren wurden in einem handelsüblichen PDL-24-Gehäuse hermetisch verkappt, das genügend Raum für die Unterbringung der aktiven Dickschichtschaltung und der AOW-Verzögerungsleitung bot. Es wurden Muster sowohl in Sandwichbauweise (Verstärkerschaltung und AOW-VZL rückseitig miteinander verbunden) als auch in Einebenenanordnung hergestellt.

2.1. AOW-Verzögerungsleitung

Die Verzögerungsleitung (VZL) wurde an Hand eines Rechnerprogramms optimiert [3].

Ausgewählte Kenngrößen der realisierten VZL sind in Tafel 1 für die 200-MHz-Variante zusammengestellt.

Die in Tafel 1 dargestellten Strukturabmessungen lassen deutlich erkennen, daß eine technologische Realisierung der VZL nur in einer Dünnschichttechnologie (Bedampfen, Sputtern) effektiv möglich war. Die gefertigten Muster wurden mit Hilfe von Aufdampftechnologien als diskrete Bauelemente hergestellt.

Die VZL wurden auf dem Al_2O_3-Substrat des Verstärkers durch Kleben direkt befestigt (elastischer Kleber zur Unterdrückung von parasitären Volumenwellen) und danach mit Klebe- bzw. Bondtechnik kontaktiert.

Die VZL im Rückkoppelzweig ist das frequenzbestimmende Element des Oszillators. Bei der Wahl des Substratmaterials war deshalb der Temperaturkoeffizient T_K der Verzögerungszeit besonders zu beachten, da er wesentlich die erreichbare Frequenzstabilität bestimmt.

Aus thermischen Gründen (T_K praktisch Null) wurde deshalb bei der 200-MHz-Variante für die VZL als Substratmaterial SiO_2 verwendet. Bei der 70-MHz-Variante kam als Substratmaterial Lithiumniobat ($LiNbO_3$) zum Einsatz, gekoppelt mit einer Thermostatierung zur Gewährleistung der Frequenzstabilität.

Aus mehreren Möglichkeiten wurde eine schaltungstechnisch und technologisch einfache direkte Bauelemente-Thermostatierung gewählt. Sie bewirkte im Bereich $-20\,°C$ bis $+60\,°C$ mit Hilfe einer Zweipunktregelung eine Senkung des T_K-Wertes um 90 ppm/K bei einer Temperaturkonstanz von $\pm$ 0,1 K [4].

Die Strukturierung der VZL erfolgte mit der Ätz- und Lift-off-Technik, die beide die geforderten Strukturabmaße realisierten.

2.2. Realisierung des Verstärkers

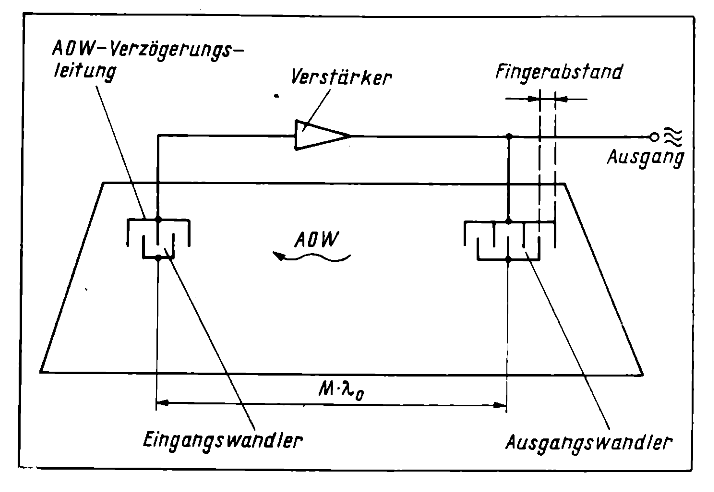
Zur Kompensation der Einfügedämpfung der VZL dient ein zweistufiger Verstärker mit stromabhängiger Strom- und Spannungsgegenkopplung. Für den Verstärker wurde im vorliegenden Fall eine Verstärkung von $\geqq$ 20 dB gefordert. Auch zu seiner Berechnung steht ein geeignetes Rechenprogramm zur Verfügung [5].

Aus der Analyse der funktionellen Forderungen an den Oszillator bzw. an die Verstärkerbaugruppe konnte abgeleitet werden, daß

Tafel 1. Ausgewählte Kenngrößen der AOW-VZL (200 MHz)

Größe	Werte
Fingeranzahl der Eingangswandler	200
Fingeranzahl der Ausgangswandler	140
Fingerbreite	4 µm
Fingerabstand	4 µm
akustische Wellenlänge λ_0	16 µm
Koppelfaktor K^2	0,0016

Bild 1. AOW-Verzögerungsleitungs-Oszillator



Fortsetzung von Seite 183

tialen Felder die Anregungskoeffizienten bestimmt. Die Grundmoden der LWL an den Ausgangstoren werden durch Superposition aller Moden der Koppelzone erhalten.

Der relativ hohe rechentechnische Aufwand liefert jedoch für diesen Anwendungsfall genauere und gleichzeitig geschlossene Angaben zum Koppel- und zum Dämpfungsverhalten.

Nur wenige Aussagen [47] liegen zur Anwendung der „BPM"-Methode auf Verzweiger vor. Dies liegt offensichtlich auch darin begründet, daß sich die Berechnung bis zum gegenwärtigen Zeitpunkt hauptsächlich nur auf LWL-Elemente bezogen, die in planare Strukturen überführt wurden. Eine Genauigkeitsabschätzung zwischen der sehr aufwendigen dreidimensionalen Berechnung und dem zweidimensionalen planaren Fall, was eine Einschätzung hinsichtlich der praktikablen Anwendung auf Koppler zulassen würde, ist in der Literatur nicht nachweisbar.

(wird fortgesetzt) NaA 61

Dr.-Ing. *Steffen Lochmann;* Dipl.-Ing. *Christian Erdmann;* Dr. sc. techn. *Jürgen Michael Labs;* Prof. Dr. sc. techn. *Wolfgang Scheel*, Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik, Invalidenstr. 110, Berlin, 1040

als Basistechnologie die Dickschichttechnik zur Anwendung kommen kann. Folgende wesentliche Vorteile wurden erkannt [6]:

a) Die Dimensionierungstoleranzen der vorgegebenen Schaltung erfordern keine Dünnschichtstrukturen. Sie würden im vorliegenden Fall nur kostenerhöhend wirken.
b) Die Packungsdichte der Schaltung ermöglicht eine Realisierung in Dickschichttechnologie.
c) Die Betriebsfrequenz der Schaltung liegt so, daß Dickschichtwiderstände zum Einsatz kommen können, die im Mittel nur 30% der Kosten von Dünnschichtwiderständen ausmachen.
d) Die Verlustleistungen werden von dickschichtmäßig aufgebauten Systemen besser abgeführt. Das ist z.B. vorteilhaft, wenn zur Temperaturstabilisierung ein Heizwiderstand o.ä. in die Schaltung eingefügt wird.
e) Dickschichtstrukturen reduzieren parasitäre kapazitive Kopplungen zwischen den Schaltungskomponenten. Daraus ergeben sich Vorteile bei der Minimierung der Leitungswiderstände und Induktivitäten, was speziell bei den HF-Anwendungen von Vorteil ist.

Die Verstärkerschaltung für den AOW-Oszillator ist im Bild 2 dargestellt.

Da die herkömmlichen Keramiksubstrate i. allg. zwischen 55 und 75% der Gesamtkosten eines Schaltkreises in Schicht-Hybridtechnik ausmachen, liegt eine wesentliche Zielstellung in der Kostenverringerung für die Substratmaterialien. Daneben müssen die technologischen Prozeßkosten auch durch verbesserte Prozeßdurchführungen reduziert werden. An verbesserten Pastensystemen, neuartigen (billigeren) Substratmaterialien u.a. wird deshalb ständig gearbeitet. Der Verstärker wurde darum in 2 technologischen Realisierungsvarianten aufgebaut.

2.2.1. Verstärker in Dickschicht-Hybrid-Realisierung

Gemäß der bekannten Größen von Dielektrizitätskonstante und Verlustfaktor wurde für die erste technologische Variante hochreine 96%ige Al_2O_3-Keramik eingesetzt.

Insgesamt waren 6 Ebenen [1 Leitbahnebene (PdAg), 1 Bondinselebene (Au), 3 Widerstandsebenen ($BiRuO_3$) und 1 Glasurebene (Glasfritte)] nach bekannter Technologie zu drucken.

Die Chipkondensatoren und Chiptransistoren wurden manuell fixiert und gelötet. Bei der Montage mußte insbesondere auf die Auslegung der Masseschleife in ihrer Lage zu den Koppelkondensatoren geachtet werden, um die geplante Verstärkung zu erreichen.

2.2.2. Verstärker in SMD-Technik

Das benötigte und zur Verfügung stehende Sortiment an Chip-Bauelementen (*R*, *C*, Transistoren) ermöglichte es, als 2. Lösung eine SMD-Variante (Surface Mounted Devices, Oberflächenmontagetechnik) mit gleichen funktionellen Parametern aufzubauen.

Als vorhersehbarer wesentlicher ökonomischer Vorteil für diese Aufbauvariante muß die Verwendung vom üblichen Leiterplattenmaterial (einseitig kupferkaschiertes Cevausit) angesehen werden, das in konventioneller Weise fotochemisch bzw. mit Siebdruck zu strukturieren war. Die Chip-Bauelemente wurden wie bei der Dickschicht-Variante manuell montiert, so daß die Vorteile einer automatisierten Variante nicht beurteilt werden können.

Der funktionelle Test beider Varianten machte deutlich, daß sich bei der SMD-Technik infolge des verwendeten Basismaterials die Masseanschlüsse technologisch besser beherrschen ließen [7].

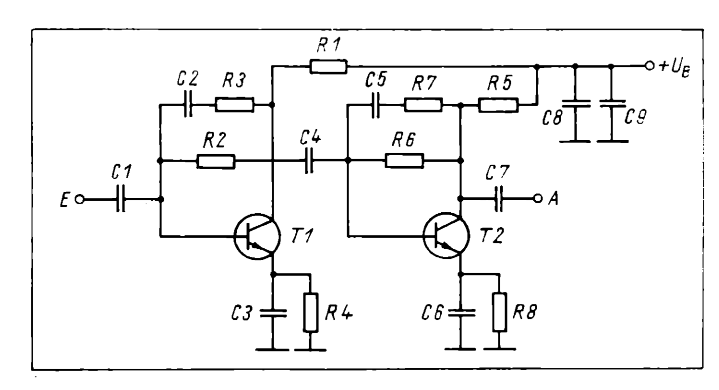


Bild 2. Verstärkungsschaltung für AOW-Oszillator

3. Schlußbetrachtungen

Bei der technologischen Realisierung des AOW-Oszillators wurden weitestgehend beherrschbare technologische Grundverfahren eingesetzt, so daß bei Einhaltung der technologischen Disziplin eine stabile elektronische Baugruppe gefertigt werden kann. Langzeituntersuchungen an den Labormustern wurden noch nicht durchgeführt. Für alle Typen von AOW-Oszillatoren sollten Eingehäusevarianten in Einebenenrealisierung angestrebt werden, um den technologischen Aufwand zu minimieren.

Ein überschlagsmäßiger Kostenvergleich der beiden untersuchten Verstärkervarianten, reduziert auf die 3 wesentlichen Kostenkomponenten

- Substratmaterial
- Leitbahnstrukturierung und
- Bauelementerealisierung

zeigt, daß die SMD-Variante deutliche Vorteile in ökonomischer Hinsicht erwarten läßt.

Der gemessene Amplitudenfrequenzgang des Verstärkers brachte bei allen gefertigten Bauelementemustern stabile Verstärkungen zwischen 20 und 25 dB in einem Frequenzbereich zwischen 100 und 400 MHz.

Die Ergebnisse entsprachen den theoretisch berechneten Werten.

NaA 62

Literatur

[1] *Hofmann, H.; Pieper, H.; Trzeba, E.:* Akustikbauelemente für die Nachrichtentechnik. Nachrichtentech., Elektron. 30 (1980) 11, S. 447–451
[2] *Hälsig, Ch.; Naumann, R.; Sehmisch, D.:* Oszillator auf Basis akustischer Oberflächenwellen in Hybridtechnik. Tagungsmaterial der TU Karl-Marx-Stadt 1/87, S. 252–257
[3] *Sehmisch, D.; Klose, R.:* Rechnergestützte Simulation eines AOW-VZL-Oszillators. Wissenschaftliche Beiträge IH Dresden (1986) 1
[4] *Janusch, P.:* Aufbau und Erprobung einer Thermostatierung für ein AOW-Bauelement. IH Dresden, Sektion Informationselektronik, Diplomarbeit 1985
[5] *Heine, E.:* Rechnergestützte Analyse von Verstärkerschaltungen mit AOQ-Filtern. Diplomarbeit IH Dresden. Sektion Informationselektronik
[6] *Naumann, R.; Törker, K.; Bergmann, A.:* Technologische Aspekte der Fertigung eines AOW-Oszillators in Schicht-Hybridtechnik. Wissenschaftliche Beiträge IH Dresden (1985) 5
[7] *Naumann, R.; Törker, K.; Thienel, Th.:* Entwurf und Fertigung von AOW-Oszillatoren für 70 MHz und 200 MHz. Proceedings der internationalen Tagung „Akustoelektronik" VR Bulgarien, Varna 1987 (russisch)

Prof. Dr. sc. techn. *Rudi Naumann*, Ingenieurhochschule Berlin, Sektion Informationstechnik, Marktstraße 9, Berlin, 1134; Dipl. chem. *Klaus Törker*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, Mommsenstraße, Dresden, 8027

Kurzinformationen

- Die finnische Firma VISTACOM Industries INC OY stellte auf der CeBit in Hannover ihr **Farbbildtelefon für das ISDN** vor.

Dazu einige Daten:
64 kbit/s-Übertragung; Standard-ISDN-Anschluß, 240 × 256 Bildpunkte; gute Bewegungswiedergabe (max. 30 Hz Änderungsrate, abhängig von den sich verändernden Flächen); 50 W Leistungsaufnahme; Abmessungen 40 cm × 22 cm × 29 cm; 10 kg Gewicht. *es*

- **Linsen für Optoelektronik:** Für das Einkoppeln von Licht in Lichtwellenleiter werden Linsen benötigt, die außerordentlich kleine Abmessungen haben müssen. Ihre Herstellung mit konventionellen Methoden der Glastechnik ist sehr aufwendig und daher teuer. Die Firma Corning Glass hat deshalb eine neuartige Technologie entwickelt, mit der fotolitografisch zu gleicher Zeit mehrere sphärische mikrointegrierte Linsen (Spherical Micro-Integrated Lenses, abgek. SMILE) mit Durchmessern bis zu 100 µm hergestellt werden können. Zur Anfertigung der Linse werden 2 bis 6 mm dicke maskierte Glasplättchen mit einer Quecksilber-Xenon-Lampe belichtet und danach auf mehrere hundert Grad erhitzt. Die benutzte lichtempfindliche Schicht enthält in Lithium-Silikat-Glas suspendierte Metall-Ionen (z.B. Gold oder Silber). Das an den belichteten Stellen kristallisierende Material verdunkelt und verdickt sich, wobei die unbelichteten Stellen unter Druck geraten und sich sphärisch aufbauchen, so daß sie beidseitig Linsenform annehmen. Mit dieser Technologie ist u.a. eine Platte von 51 × 51 mm² mit 28900 derartigen kleinen Linsen von 200 µm Durchmesser und 300 µm Abstand hergestellt worden. Damit lassen sich Systeme zur Abtastung von Bildvorlagen mit hoher Genauigkeit realisieren. *W. Mansfeld*

Koaxialkabel für den Frequenzbereich bis 12,4 GHz und ihre Herstellung in der ČSSR

O. Verbich, M. Blanárik, Bratislava

Mitteilung aus dem Forschungsinstitut für Kabel und Isolierstoffe, Bratislava

Verzeichnis der verwendeten Symbole und Abkürzungen

c	Lichtgeschwindigkeit in km/s
D_1	Durchmesser über der Isolierung/unter der Umflechtung in mm
d	Leiterdurchmesser (des Innenleiters) in mm
f_k	kritische Frequenz in GHz
f_s	Frequenz, bei welcher in der Dämpfungscharakteristik des Kabels Überhöhungen (Spitzen) auftreten in GHz
Z_∞	Wellenwiderstand des Kabels in Ω
ΔZ	Inhomogenität (Änderung) des Wellenwiderstandes
ε	Dielektrizitätskonstante der Isolierung
α	Dämpfung in dB/m
r	Reflexionsfaktor in %
SHF	Super High Frequency, 3–30 GHz
TE	Transversale elektrische Welle
TM	Transversale magnetische Welle
L	Abstand zwischen den einzelnen Inhomogenitätsstellen, bei deren Wellenwiderstandsänderungen ΔZ auftreten

Für Höchstfrequenz-Übertragungssysteme (SHF), insbesondere für den Frequenzbereich bis 12,4 GHz wurden bisher i. allg. Wellenleiter verwendet, die aber im Vergleich mit Koaxialkabeln weniger biegsam und dabei auch noch teurer sind. Aus diesem Grunde begann man im Forschungsinstitut für Kabel und Isolierstoffe (VUKI) in Bratislava bereits in der 2. Hälfte der siebziger Jahre mit der Entwicklung von Koaxialkabeln für den Gigahertz-Bereich [1] [2]. Konkret handelte es sich vorerst um den Frequenzbereich bis zu 12,4 GHz, es wurde aber auch schon die Entwicklung von Koaxialkabeln für Frequenzen bis zu 18 GHz erwogen, wobei noch eine weitere Erhöhung des Frequenzbereiches bis auf 26,5 GHz in Betracht gezogen wurde.

Da die erwähnten Entwicklungsarbeiten aber noch nicht zu konkreten Ergebnissen geführt haben und auch zeitweilig eingestellt worden waren, wurden sie 1982 erneut in Angriff genommen, wobei noch die zusätzliche Bedingung gestellt wurde, daß alle verwendeten Werkstoffe (natürlich mit Ausnahme von Kupfer) inländischer Herkunft sein sollten. Dazu muß aber bemerkt werden, daß eine solche gezielte Entwicklung von Koaxialkabeln für 12,4 GHz eine atypische und daher auch besonders anspruchsvolle Aufgabe darstellt. Dies kann aus der Tatsache gefolgert werden, daß man es — wie aus Berichten in der Fachliteratur ersichtlich ist — in anderen Ländern bisher zumeist vorgezogen hat, für den SHF-Bereich geeignete Koaxialkabel durch entsprechende Messungen aus laufend gefertigten Hochfrequenzkoaxialkabeln auszuwählen, wie z. B. für 3 GHz [3] und für 10 GHz [4].

Derartige Messungen wurden zwar auch an Koaxialkabeln vom volkseigenen Kabelwerk Kablo Bratislava vorgenommen, erbrachten jedoch keine zufriedenstellenden Resultate, vor allem wegen der zu hohen Dämpfung dieser Kabel im SHF-Bereich. Das war ein Grund mehr für die Durchführung der Entwicklungsarbeiten, über die im nachfolgenden Text berichtet werden soll.

1. Grundlagen, Aufgabenstellung und Vorgehensweise bei den Entwicklungsarbeiten

Als Grundlagen für die Planung und Durchführung der Entwicklungsarbeiten dienten vor allem die bereits erwähnten Berichte über frühere Arbeiten auf diesem Gebiet [1] [2] sowie auch einschlägige ausländische Fachliteratur, wie z. B. [5] [6]. In technologischer Sicht besonders wertvolle Unterlagen ergaben sich aus Erfahrungen, die im Verlauf der siebziger Jahre im VUKI bei der Entwicklung von Zwergtuben- und Normaltuben-Fernmeldekabeln [8] gewonnen worden waren. Weitere Unterlagen bildeten die Ergebnisse der vorher erwähnten Messungen an laufend gefertigten Hochfrequenz-Koaxialkabeln mit 50 Ω Wellenwiderstand von Kablo Bratislava. Dazu kamen auch noch Meßergebnisse an Koaxialkabeln für Fernsehverteilnetze [9].

Da für die Entwicklungsarbeiten natürlich auch die Anfertigung von Funktions- und Prüfmustern erforderlich war, mußten für den Entwurf des Kabelaufbaus und dessen Abmessungen vor allem die Fertigungsmöglichkeiten in der Kabel-Pilotanlage des VUKI und auch die normalisierten Abmessungen von Koaxialkabeln — von diesen in erster Linie des Durchmessers über der Isolierung D_1 — in Betracht gezogen werden.

Aufgrund der erwähnten Unterlagen und Erwägungen wurde die Entwicklung und Fertigung von 2 größenmäßig unterschiedlichen Kabeltypen beschlossen, und zwar:

- ein kleineres Kabel „K“ mit $D_1 = 2{,}95$ mm und
- ein größeres Kabel „G“ mit $D_1 = 7{,}25$ mm.

Einen weiteren wichtigen Schritt bedeuteten die Festlegungen der Sollwerte der ausschlaggebenden Übertragungseigenschaften der beiden Kabeltypen, die deren Eignung für Frequenzen bis zu 12,4 GHz gewährleisten sollten.

Die Sollwerte sind für:

	Kabel „K“	Kabel „G“
Wellenwiderstand Z_∞ in Ω	50 ± 2	50 ± 2
Dämpfung bei 10 GHz in dB/m	3,4	1,7
Abschirmung gegen äußere HF-Störfelder	möglichst vollkommen.	

Um die angeführten Sollwerte und auch die übrigen, für den vorgegebenen Zweck erforderlichen Eigenschaften der Kabel tatsächlich erreichen zu können, wurden vorerst theoretische Erwägungen über die Übertragungseigenschaften von SHF-Koaxialkabeln und deren Abhängigkeit vom Kabelaufbau sowie von den Fertigungsverfahren in Betracht gezogen, wie das aus dem nachfolgenden Kapitel ersichtlich ist.

2. Theoretische Erwägungen über die Übertragungseigenschaften von SHF-Koaxialkabeln und deren praktische Anwendung

Die Eignung von Koaxialkabeln für den SHF-Bereich wird vor allem durch 2 Faktoren begrenzt: durch die Dämpfung und durch das Entstehen von TE- und TM-Wellen. Im 1. Fall geht es darum, daß die Dämpfung im logarithmischen Maßstab mit der Frequenz wächst, wodurch diese bei hohen Frequenzen unzulässig große Werte erreichen kann. Den 2. Begrenzungsfaktor bilden die erwähnten TE- und TM-Wellen, die bei den sog. kritischen Frequenzen f_k entstehen, die aber nicht von der Dämpfung, sondern von den Abmessungen der Kabelbauteile und der Fortpflanzungsgeschwindigkeit der elektromagnetischen Wellen im Kabel abhängig sind, wie aus den folgenden Beziehungen ersichtlich ist:

$$f_{\text{k-TE}} = \frac{2c}{\pi (D_1 + d) \cdot \sqrt{\varepsilon}} \tag{1a}$$

$$f_{\text{k-TM}} = \frac{c}{(D_1 - d) \cdot \sqrt{\varepsilon}}. \tag{1b}$$

Im Hinblick auf die kritischen Frequenzen sollte demnach die Dielektrizitätskonstante der Isolierung einen möglichst kleinen Wert haben (wie z. B. Schaumpolyäthylen), aber in Anbetracht der geforderten Beständigkeit der Kabel gegenüber mechanischer Beanspruchung wurde als Isolierstoff Vollpolyäthylen (Hochdruckpolyäthylen) mit der Dielektrizitätskonstante $\varepsilon = 2{,}28$ gewählt. Danach ergaben sich aus den obigen Beziehungen für die kritischen Frequenzen folgende Werte:

	Kabel „K“	Kabel „G“
$f_{\text{k-TE}}$ in GHz	33,4	13,6
$f_{\text{k-TM}}$ in GHz	96,5	38,7.

Daraus geht hervor, daß das Kabel „K“ für Übertragungsfrequenzen bis 33,4 GHz und das Kabel „G“ bis zu 13,6 GHz eingesetzt werden könnte, vorausgesetzt, daß sich nicht aus den anderen Begrenzungsfaktoren, d.h. der Dämpfung (Wellendämpfung) und der Reflexionsdämpfung, niedrigere Werte der Grenzfrequenz ergeben sollten. Da hier die Reflexionsdämpfung einen ausschlaggebenden Faktor darstellt, soll auf diese in folgendem Text näher eingegangen werden.

In jedem realen Kabel sind sowohl in radialer als auch in axialer Richtung — durch die Zusammensetzung der Werkstoffe oder durch Unregelmäßigkeiten in den Abmessungen der Aufbauelemente verursachte — Inhomogenitäten vorhanden, von denen die in das Kabel gesandten Spannungsimpulse reflektiert werden, wodurch sich dessen Übertragungseigenschaften verschlechtern.

Das gilt insbesondere für die Inhomogenitäten in axialer Richtung und deren Verteilung längs der Kabelachse, wobei in ungünstigen Fällen bei bestimmten Frequenzen eine Signalübertragung gar nicht mehr erfolgen kann. Dieser Problematik wurde in der einschlägigen Fachliteratur bereits große Aufmerksamkeit gewidmet [5] [6] [10] und soll an einem praktischen Beispiel hier erläutert werden. Ein sich vom Kabelanfang mit der Frequenz f fortpflanzendes Signal wird von der ersten Inhomogenität, d.h. von einer örtlichen Wellenwiderstandsänderung ΔZ, auf die es auftrifft, teilweise reflektiert, wobei das Ausmaß der Reflexion durch den Reflexionsfaktor r gegeben ist, für den folgende Beziehung gilt:

$$r = \frac{Z_\infty - (Z_\infty + \Delta Z)}{Z_\infty + (Z_\infty + \Delta Z)} = \frac{\Delta Z}{2 Z_\infty}. \qquad (2)$$

Der Rest des ursprünglichen Signals pflanzt sich fort, bis er auf die nächste Inhomogenität auftrifft, wo wieder eine teilweise Reflexion erfolgt. Der reflektierte Teil wandert in umgekehrter Richtung zurück und gelangt so bis zur ersten Inhomogenität, von wo aus der reflektierte Teil wieder in die ursprüngliche Impulsrichtung gelangt. Bei Vorhandensein weiterer Inhomogenitäten wiederholen sich die Reflexionsvorgänge in gleicher Weise.

Der vorher beschriebene Reflexionsvorgang bewirkt bei einer bestimmten Frequenz, die von der durchschnittlichen Länge L der Intervalle zwischen den einzelnen Inhomogenitäten, die auch als Periodizität der Inhomogenitäten bezeichnet werden kann, abhängig ist, ein beträchtliches Anwachsen der Dämpfung. Diese Erscheinung kann schon bei Messungen an verhältnismäßig kurzen Kabelstücken (etwa 10 m) beobachtet werden. Werden diese Meßergebnisse, d.h. die Dämpfung in Abhängigkeit von der Signalfrequenz, grafisch dargestellt (Bild 1), so erscheint die erwähnte Erhöhung der Dämpfung bei der Frequenz f_S in der Form eines spitzen Maximums (einer Spitze) in der sonst monoton verlaufenden Frequenzabhängigkeitskurve der Dämpfung.

Im Interesse guter Übertragungseigenschaften der Koaxialkabel im SHF-Bereich müssen die Dämpfungsspitzen selbstverständlich auf möglichst geringe Werte begrenzt werden. Es ist aber praktisch nicht möglich, diese vollkommen auszuschließen, da auch ihre Ursache — die Inhomogenitäten im Kabel — praktisch nicht gänzlich vermieden werden können. Diese werden nämlich nicht nur durch geringfügige Materialfehler in der Isolierung (Verunreinigungen, Luftbläschen und dgl.), sondern auch durch unvermeidliche lokale Abweichungen von den Sollwerten der Hauptabmessungen des Kabels, d.h. des Innenleiterdurchmessers d und des Durchmessers über der Isolierung D_1 verursacht.

Es müssen hier also 3 mögliche Abweichungen von den Sollwerten in Betracht gezogen werden, und zwar:

- $\Delta \varepsilon$ Abweichung vom Sollwert der Dielektrizitätskonstante
- Δd Abweichung vom Sollwert des Leiterdurchmessers d
- ΔD_1 Abweichung vom Sollwert des Durchmessers über der Isolierung D_1.

Auf welche Weise diese Abweichungen, oder auch Inhomogenitäten den Wellenwiderstand des Kabels Z_∞ beeinflussen, bzw. dessen Änderung um ΔZ hervorrufen, soll nun auf mathematischem Wege erläutert werden.

Für den Wellenwiderstand von Koaxialkabeln Z_∞ gilt folgende Beziehung:

$$Z_\infty = \frac{138{,}2}{\sqrt{\varepsilon}} \cdot \log \frac{D_1}{d}. \qquad (3)$$

Durch Umwandlung dieser Gleichung in eine Taylor-Reihe und deren Begrenzung auf ihre ersten Glieder erhält man nach [11]

$$\Delta Z = \Delta D_1 \frac{\partial Z_\infty}{\partial D_1} + \Delta d \frac{\partial Z_\infty}{\partial d} + \Delta \varepsilon \frac{\partial Z_\infty}{\partial \varepsilon}. \qquad (4)$$

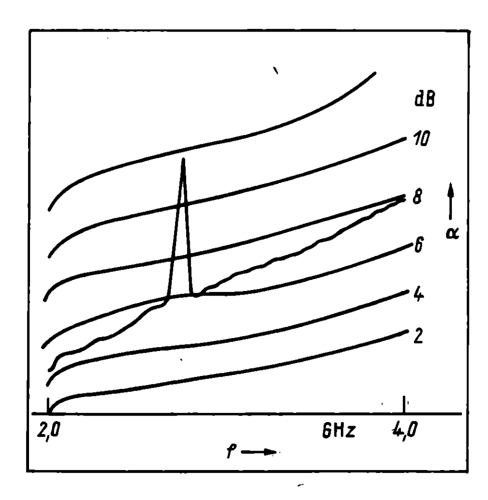


Bild 1
Frequenzabhängigkeit der Dämpfung einer bestimmten Kabellänge (Dämpfungscharakteristik)
S Überhöhung (Spitze) in der Dämpfungscharakteristik bei der Frequenz f_S

Durch Einsetzen von (3) in (4) erhält man weiter:

$$\Delta Z = \frac{138{,}2}{\sqrt{\varepsilon}} \left[0{,}43 \cdot \left(\frac{\Delta D}{D_1} - \frac{\Delta d}{d}\right) - \frac{\Delta \varepsilon}{2 \varepsilon} \cdot \log \frac{D_1}{d}\right]. \qquad (5)$$

Schließlich ergeben sich durch Einsetzen der konkreten Größenwerte von D_1 der beiden Kabeltypen (2,95 bzw. 7,25 mm) in (5) folgende Gleichungen:

für das Kabel „K“ $\Delta Z = 13{,}3\, \Delta D_1 + 43{,}7\, \Delta d + 10{,}3\, \Delta \varepsilon$

für das Kabel „G“ $\Delta Z = 5{,}4\, \Delta D_1 + 17{,}5\, \Delta d + 10{,}3\, \Delta \varepsilon$. (6)

Daraus ist ersichtlich, daß Abweichungen vom Sollwert des Wellenwiderstands im größten Maße durch Unregelmäßigkeiten des Durchmessers über der Isolierung D_1 verursacht werden. Diese Festlegungen haben auch für den früher erwähnten Reflexionsfaktor r Gültigkeit, da dieser laut [2] von ΔZ linear abhängig ist.

Schließlich soll in diesem Zusammenhang auch auf die Abhängigkeit von $\Delta \varepsilon$ von der Dielektrizitätskonstante ε des für die Isolierung verwendeten Werkstoffs hingewiesen werden, die in Bild 2 grafisch dargestellt ist. Daraus geht hervor, daß mit der Verwendung von Vollpolyäthylen mit $\varepsilon = 2{,}28$, abgesehen von dessen schon erwähnten Vorzügen, auch im Hinblick auf die Erzielung einer größtmöglichen Gleichmäßigkeit des Wellenwiderstandes Z_∞ die richtige Wahl getroffen wurde.

3. Aufbau der Kabel und verwendete Werkstoffe

Im Bild 3 ist der Kabelaufbau, der für die beiden Typen Gültigkeit hat, schematisch dargestellt. Den Innenleiter bildet eine 7drähtige regelmäßig verseilte Litze aus zweifach versilberten Kupferdrähten mit dem Durchmesser 0,315 mm für das Kabel „K“, bzw. 0,75 mm für das Kabel „G“ (also 7 × 0,315 mm, bzw. 7 × 0,75 mm). Die Verwendung von zweifach versilberten Kupferdrähten bezweckt die Vermeidung einer Degradation des Polyäthylens, die bei einem direkten Kontakt von Polyäthylen mit Kupfer durch dessen katalytische Einwirkung hervorgerufen und dadurch eine Erhöhung der Dämpfung des Kabels verursachen würde. Die verwendeten Drähte sind weich geglüht, wodurch eine Verlängerung der Lebensdauer des Leiters und somit auch des ganzen Kabels an den mechanisch

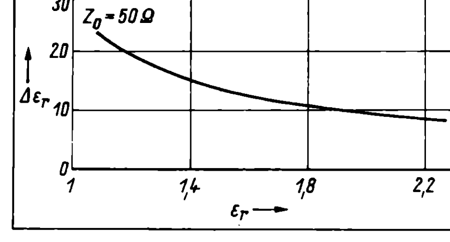


Bild 2
Abhängigkeit von $\Delta\varepsilon$ von der Dielektrizitätskonstante des für die Isolierung verwendeten Werkstoffs

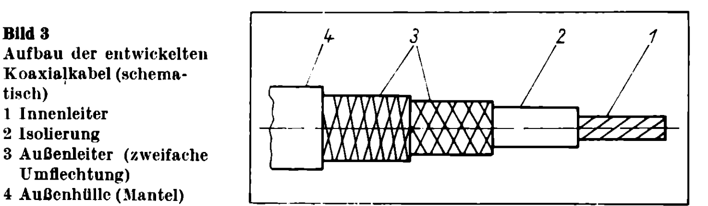


Bild 3
Aufbau der entwickelten Koaxialkabel (schematisch)
1 Innenleiter
2 Isolierung
3 Außenleiter (zweifache Umflechtung)
4 Außenhülle (Mantel)

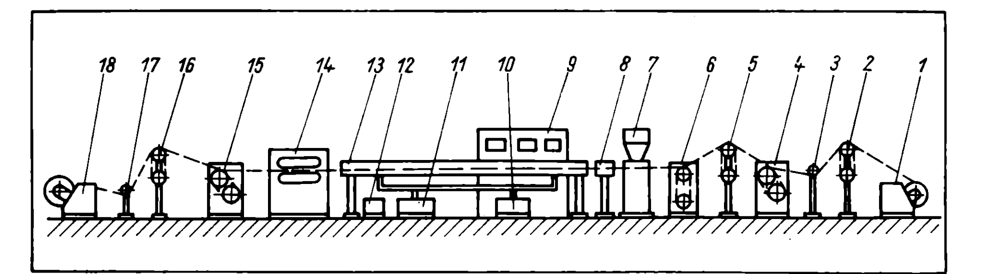


Bild 4. Aufbau der Extrudieranlage von der Firma Reifenhäuser
1 Abwickler; 2, 5 und 16 Tänzer; 3 und 17 Umlenkrollen; 4 Hilfsabwickler; 6 Drahtvorheizgerät; 7 Extruder (Schneckenpresse); 8 berührungsloses Laserdurchmessermeßgerät; 9 Bedienungspult des Extruders mit Temperatur- und Druckregulierungsgeräten; 10 und 11 Behälter für warmes, bzw. kaltes Wasser; 12 Kühlgebläse; 13 in Zonen unterteilte Kühlrinne; 14 Raupenabzug; 15 Scheibenabzug; 18 Aufwickler

stark beanspruchten Verbindungsstellen in den Konektoren erreicht werden soll.
Die Isolierung wurde aus dem im Inland produzierten Hochdruckpolyäthylen mit der Bezeichnung BRALEN KB 2-31 extrudiert.
Der Außenleiter besteht aus einer zweifachen Umflechtung aus versilberten Kupferdrähten mit 0,15 mm Durchmesser. Die doppelte Umflechtung bezweckt die Erzielung einer möglichst guten Schirmwirkung des Außenleiters gegen äußere elektromagnetische Wechselfelder. Konkret gesagt beträgt der Kopplungswiderstandsbelag bei den beiden Kabeltypen bei 30 MHz weniger als 1 m Ω/m und bei 200 MHz weniger als 30 m Ω/m.
Die Außenhülle besteht bei beiden Kabeltypen aus kältebeständigem Weich-PVC. Aufgrund dessen können diese Kabel bei fester Verlegung bei Temperaturen bis zu $-50\,°C$ und für bewegliche Leitungen bis zu $-40\,°C$ eingesetzt werden. Für die Montage dieser Kabel gelten folgende Grenzwerte:

	minimaler Biegeradius in mm	maximale Zugbeanspruchung in N
Kabel „K“	60	70
Kabel „G“	110	100

4. Fertigungseinrichtungen

Die Litzenleiter mit regelmäßigem Aufbau (1 + 6) wurden für das Kabel „K“ auf einer kleineren und für das Kabel „G“ auf einer größeren Verseilmaschine gefertigt. Bei beiden Maschinen erfolgt die Verseilung mit Rückdrehung, die Schlaglänge kann kontinuierlich verändert werden. Die im Rahmen der Maschine aufgehängte Aufwickelspule rotiert mit der gleichen Winkelgeschwindigkeit, aber in entgegengesetzter Richtung zum Verseilkorb. Verseilmaschinen dieser Bauart gewährleisten die Fertigung von Litzen mit minimalen Unregelmäßigkeiten.
Das Extrudieren der Isolierung, sowie der Außenhülle erfolgte auf einer von der Firma Reifenhäuser (BRD) gelieferten Präzisions-Extrudieranlage, deren Aufbau in Bild 4 schematisch dargestellt ist. Der mit einem Kreuzkopf versehene Extruder 7 hat eine mit einem Ventilator luftgekühlte Schnecke mit dem Durchmesser $d = 60$ mm und der Länge $25 \cdot d$. Die mit kontinuierlicher Regulierung versehenen Ab- und Aufwickler 1; 18, drei an entsprechenden Stellen eingebaute Tänzer 2; 5; 16, sowie ein feinregulierbarer Raupenabzug 14 haben es ermöglicht, den Sollwert des Durchmessers über der Isolierung (D_1) mit einer nur sehr geringen Toleranz einzuhalten, und zwar $\pm$ 0,15 mm bei Lieferlängen von zumeist über 1000 m. Diese Angabe beruht auf Meßergebnissen eines Laser-Durchmessermeßgeräts 8. Zur Kontrolle dieses Geräts wurde noch ein zweites mit einer Registriervorrichtung ausgestattetes Meßgerät verwendet, daß zwischen der Kühlrinne 13 und dem Raupenabzug 14 eingebaut ist.
Um den aus einer doppelten Umflechtung bestehenden Außenleiter zu fertigen, mußten die Kabel die Flechtmaschine zweimal durchlaufen, da nur eine solche, mit einem Korb ausgerüstete Maschine mit 24 Spulen zur Verfügung stand. Als Flechtmaterial diente — wie schon erwähnt — versilberter Kupferdraht mit 0,15 mm Durchmesser, oder genauer 4 parallel nebeneinander liegende Drähte, die auf diese Weise auf die Spulen der Flechtmaschine aufgewickelt werden. Dank dieser Maßnahmen konnte eine Geflechtdichte von über 91 % erzielt werden.
Der Außenmantel wurde durch Extrudieren von Weich-PVC mit der schon beschriebenen Extrudieranlage (Bild 4) auf den Außenleiter aufgebracht. Dabei wurde besondere Aufmerksamkeit der Einstellung einer optimalen Schneckentemperatur- und Drehzahl gewidmet, um bei der vorgegebenen Abzugsgeschwindigkeit die Sollwerte des Außendurchmessers (5,7 mm beim Kabel „K“ und 10,6 mm beim Kabel „G“) möglichst präzise einhalten zu können.

5. Zusammenfassung der Ergebnisse

In Anbetracht der Tatsache, daß das Auftreten von Maximas (Spitzen) in den Frequenzabhängigkeitskurven der Dämpfung von Koaxialkabeln ein Haupthindernis bei deren Verwendung für SHF-Übertragungen darstellt, wurde der Vermeidung, bzw. Verringerung dieser Spitzen auf ein Mindestmaß bei den Entwicklungsarbeiten eine besondere Aufmerksamkeit gewidmet. Durch Auswahl geeigneter Werkstoffe und Fertigungseinrichtungen, sowie durch geeignete technologische Maßnahmen ist es demnach gelungen, diese Maximas auf genügend geringe Werte zu begrenzen und auch bei der betriebsmäßigen Fertigung der Kabel verläßlich einzuhalten. Diese Grenzwerte konnten demnach auch in die betreffende TGL aufgenommen werden und betragen für das Kabel „K“ 15% und für das Kabel „G“ 10% des Wertes der Dämpfung bei derselben Frequenz unter der Voraussetzung eines monotonen Verlaufs der Frequenzabhängigkeit der Dämpfung.
Nach erfolgreichem Abschluß der Entwicklungsarbeiten wurden die beiden Kabeltypen im volkseigenen Betrieb Tesla Pardubice getestet, wobei ebenfalls zufriedenstellende Ergebnisse erzielt wurden. Aufgrund dessen konnte die laufende Fertigung beider Kabeltypen in der Pilotanlage des VUKI aufgenommen werden, und seither hat der Umfang der Lieferungen — ausschließlich an inländische Abnehmer, vor allem für zivile Funkortungssysteme — bereits einige Dutzend km jährlich erreicht. Bei weiterem Anwachsen des Bedarfs soll das Kabelwerk Kablo Bratislava die Fertigung dieser neuen Koaxialtypen übernehmen.

NaA 64

Literatur

[1] *Šlastný, J.; Kozumplik, J.; Verbich, O.:* Vyskum a vývoj koaxialnych kablov pre prenosné pásmo do 12 HGz (Entwicklung von Koaxialkabeln für den Frequenzbereich bis 12 HGz). Forschungsbericht des VUKI Bratislava, 1978
[2] *Verbich, O.:* Koaxialne káble pre prenosové pásmo do 12,4 GHz (Koaxialkabel für den Frequenzbereich bis 12,4 GHz). Slaboproudy Obzor, 44/19/II. 3, S. 118
[3] *Belorusov, N. I.;* u.a.: Električeskije kabeli, provoda i šnury (Elektrische Kabel, Leitungen und Schnüre). Moskva: Verlag Energija 1979
[4] Antenna System (Katalog), Andrew Corperation, 1981
[5] *Bělerusov, I. I.; Grodnev, L. I.:* Radiočastotnyje kabeli. (Hochfrequenzkabel), Moskva: Verlag Energija 1975
[6] *Lubars, H.; Olszewski, J. A.:* Analysis of Structural Return Loss in CATV Ceaxial Cables. Seventeenth International Wire and Cable Symposium, Atlantic City (New Jersey) 4. bis 6. 12. 1968
[7] *Šlastný, J.:* Výskum a vývoj dialkových oznamovacích káblev s malými koaxiálnymi pármi v ČSSR. (Die Entwicklung von Fernmeldekabeln mit Zwergtuben in der ČSSR) Elektrotechnicky obzor, 64, (1975), 4, S. 245—251
[8] *Baculák, M.;* u.a.: Výskum a vývoj dialkových káblov so strednými koaxiálnymi pármi s balonikovou izoláciou (Entwicklung von Fernmelde-Koaxialkabeln mit Normaltuben und ballonförmiger Isolierung). Forschungsbericht des VUKI Bratislava, 1980
[9] *Šlapanský, J.; Verbich, O.:* Meranie vybraných elektrických parametrov káblov pre televizne rozvody (Die Messung ausgewählter elektrischer Parameter von Kabeln für Fernsehverteilungsnetze). EKT (Elektroisolier- und Kabeltechnik) 55 (1980) 1, S. 20—31
[10] *Dorezjuk, I. I.; Popov, F. F.:* Resonansnyje otraženija v radiočastotnych kabeljach (Resonanzreflexionen in Hochfrequenzkabeln). Kabelnaja technika, 34 (1972) 2
[11] *Jefimov, I.; Ostaňkovičova, G. A.:* Radiočastotnyje Linii peredači (Hochfrequenzübertragungsleitungen). Moskva 1977
[12] Vysokofrekvenčné súosové káble VBEBM 50-2,95 a VBEBM 50-7,25. (Hochfrequenzkoaxialkabel . . .) TP 12-83 FMEP 40/81

Dr.-Ing. *Otto Verbich* und Dr.-Ing. *Miroslav Blanárik*, Forschungsinstitut für Kabel und Isolierstoffe (VUKI) Továrenská 14, CS-81571 Bratislava

Untersuchung der elektrischen Potentiale und deren Temperaturabhängigkeit in BCCD-Strukturen

N. Heß, Dresden; K. Herrmann, KDT, Berlin

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik und der Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Physik

In der Arbeit [1] wurden Untersuchungen an der CCD-Photosensorzeile L110C (VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin) unter Kryobedingungen gemacht. Das Ergebnis waren Aussagen zur Temperaturabhängigkeit verschiedener optoelektrischer und elektronischer Kennwerte dieses CCD [2].

Speziell das Temperaturverhalten des Dunkelstroms wurde genauer untersucht und konnte über den Rahmen der L110C hinaus auf andere CCD-Register gleicher Konstruktion verallgemeinert werden.

Das Untersuchungsobjekt des vorliegenden Artikels ist ein 2-Phasen-BCCD-Register mit 43 elektrischen Eingängen [3].

Im folgenden werden Meßergebnisse über die Potentiale und deren Temperaturabhängigkeit dargelegt. Außerdem wird ein mathematisches Modell zur Berechnung der Potentiale vorgestellt, das Aussagen über die Abhängigkeit der Potentialstreuung von technologischen Parametern ermöglicht.

1. Theoretische Grundlagen

Funktionsbestimmend für den Ladungstransport in CCD ist die energetische Lage des elektrischen Potentials unter den Gateelektroden aufgrund der anliegenden Gatespannung.

Im Bild 1 ist der Potentialverlauf in die Tiefe unter einem Gate eines BCCD dargestellt. Aus Gründen der Anschaulichkeit wird das Potential meist vorzeicheninvertiert dargestellt; die Signalelektronen können sich so in einer Mulde, einem „Potentialtopf" sammeln.

Durch den oberflächennahen n-Kanal (typische Dicke 1—2 µm) wird die Lage des Potentialminimums von der Oberfläche weg in die Tiefe verlegt. Der Ladungstransport geschieht in einem sogenannten vergrabenen Kanal (buried channel). Dadurch werden Ladungsverluste durch Wechselwirkung mit Oberflächenzuständen vermieden. In Darstellungen, bei denen Potentialstrukturen infolge unterschiedlicher Gatespannungen veranschaulicht werden, ist stets das Potentialminimum bei einem Schnitt in die Tiefe gemeint.

In den Verlauf des Potentials und die Lage des Minimums gehen sowohl Materialparameter als auch die anliegende Gatespannung ein. Der Potentialverlauf wird im Gleichgewichtszustand durch die Poissongleichung

$$\Delta \psi(x, y, z) = -\frac{\varrho(x, y, z, \psi)}{\varepsilon(x, y, z)} \tag{1}$$

beschrieben. Das Potential ψ ist exakt gesehen die Bandverbiegung gegenüber dem neutralen Volumen des Halbleiters. Das zu lösende Problem ist in keiner der Raumrichtungen x, y und z verschiebungsinvariant. Zudem ist die Raumladungsdichte ϱ vom Potential ψ abhängig. Somit stellt (1) eine nichtlineare partielle Differentialgleichung dar.

Aus der Literatur sind verschiedenste Lösungsvarianten bekannt, die mit unterschiedlichen Näherungen und Vereinfachungen arbeiten. Fast immer wird die Änderung von ψ, ε und ϱ in y-Richtung (Richtung in der Oberfläche, senkrecht zum Ladungstransport) vernachlässigt. Für $\varepsilon(x, z)$ wird eine Sprungfunktion mit konstanten Werten im Halbleiter (ε_{Si}) und im Isolator (ε_{iS}) angenommen. Das diffizilste Problem ist die Näherung der Raumladungsdichte $\varrho(x, z, \psi)$. Es gilt [4]:

$$\varrho(x, z, \psi) = q\,(p(x, z, \psi) - n(x, z, \psi) + N_D^+ - N_A^-)$$

$$= q\left(n_i \exp\left[\frac{E_i - E_F}{kT}\right] - n_i \exp\left[\frac{E_F - E_i}{kT}\right] + \frac{N_D}{1 + 2\exp\frac{E_F - E_D}{kT}} - \frac{N_A}{1 + 2\exp\frac{E_A - E_F}{kT}}\right) \tag{2}$$

$$= q\left(p_0 \exp\frac{-\psi(x, z)}{U_T} - n_0 \exp\frac{\psi(x, z)}{U_T} + \frac{N_D}{1 + 2\exp\frac{E_{F0} - E_D + \psi}{kT}} - \frac{N_A}{1 + 2\exp\frac{E_A - E_{F0} - \psi}{kT}}\right); \tag{3}$$

E_{F0} Ferminiveau des neutralen Volumens; p_0 Löcherkonzentration des neutralen Volumens; n_0 Elektronenkonzentration des neutralen Volumens; $U_T = kT/q$.

Dieser Ausdruck für $\varrho(x, z, \psi)$ wird von verschiedenen Autoren für die numerische Verarbeitung unterschiedlich vereinfacht.

Übliche Vereinfachungen sind:

- Annahme einer ladungsträgerfreien Raumladungszone (RLZ) von $z = 0$ bis $z = z_{RLZ}$, dort gilt $n = p = 0$, $\varrho = q\,(N_D^+ - N_A^+)$ für $z > z_{RLZ}$ wird $\varrho = 0$ gesetzt, diese Vereinfachung wird fast von allen Autoren gemacht.
- Die Abhängigkeit von der Raumkoordinate x (Transportrichtung) wird vernachlässigt; man gewinnt aus dem nun eindimensionalen Problem nur Aussagen über den Potentialverlauf in die Tiefe (z. B. Bild 1), Einflüsse der Gateweite auf das Potential sind nicht bestimmbar, [5] bis [9].
  Zewidimensional dagegen rechnen [10] bis [15].
- In der Raumladungszone wird Störstellenerschöpfung angenommen: [7] [8] [11] [12]
  $N_D^+ = N_D$
  $N_A^- = N_A$.

Bild 3. Energetische Lage des Speicherpotentialminimums in Abhängigkeit von der Gatespannung. Modellrechnung nach (10) bis (14) und den Werten (16) bis (22) sowie Rechnungen anderer Autoren ▶

Bild 1. Potentialverlauf im BCCD bei verschiedenen Gatespannungen U_1, U_2; z_i Isolatordicke; z_n Tiefe der implantierten n-leitenden Schicht; z_{RLZ} Tiefe der Raumladungszone

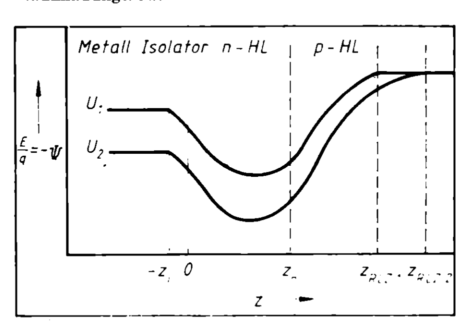
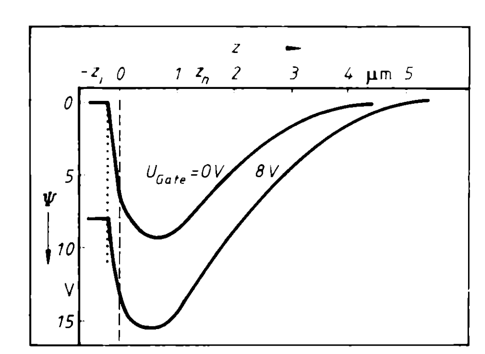
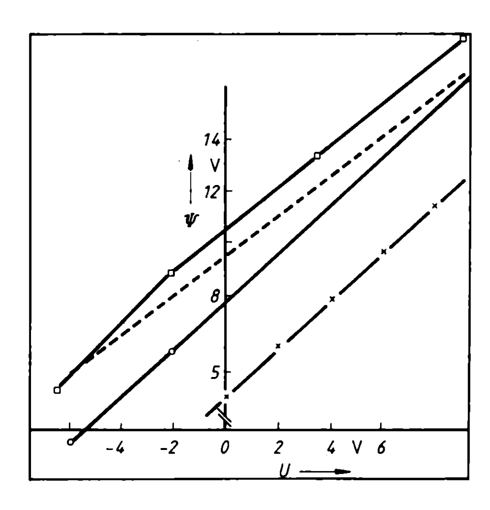


Bild 2. Berechneter Potentialverlauf mit (10) bis (15) und den Werten (16) bis (22)





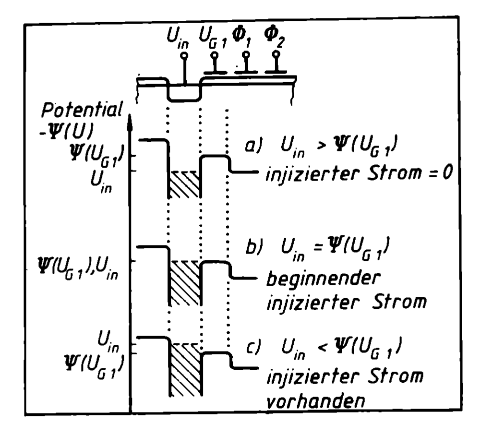


Bild 4. Prinzip des Zustandekommens einer Schwellspannung in der I-U-Kennlinie der Eingangsstruktur

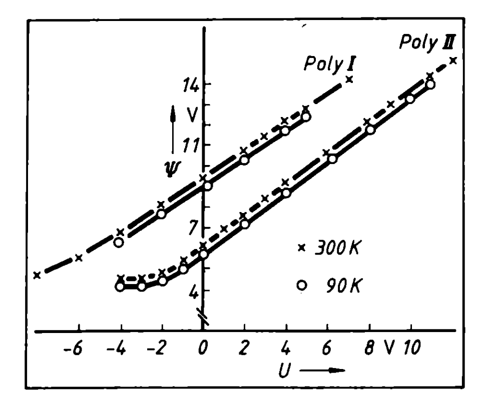


Bild 5. Abhängigkeit der Potentiale von der angelegten Gatespannung, IC 3

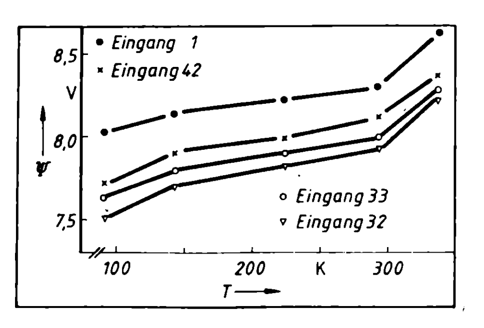


Bild 6. Abhängigkeit des Speicherpotentials ψ_{SG} von der Temperatur, IC 3; $U_{SG} = -2$ V

Somit erhält man statt (1) und (3) folgendes System von Poissongleichungen für den eindimensionalen Fall [1] (Bild 1):

$$\Delta\,\psi(z) = 0 \qquad \text{Isolator} \qquad z < 0 \tag{4}$$

$$\Delta\,\psi(z) = -N_D(z)q/\varepsilon_0\varepsilon_{Si} \qquad \text{n-HL, RLZ} \qquad 0 < z < z_n \tag{5}$$

$$\Delta\,\psi(z) = N_A\,q/\varepsilon_0\,\varepsilon_{Si} \qquad \text{p-HL, RLZ} \qquad z_n < z < z_{RLZ} \tag{6}$$

$$\Delta\,\psi(z) = 0 \qquad \text{p-HL, neutral} \qquad z_{RLZ} < z. \tag{7}$$

An den Stellen $z = 0$

$z = z_n$

$z = z_{RLZ}$

muß zusätzlich die Stetigkeit des Potentials $\psi(z)$ und seiner 1. Ableitung gefordert werden. Als Randbedingungen gehen ein:

$$\psi(z_i) = U_{gate} \tag{8}$$

$$\psi(z_{RLZ}) = 0. \tag{9}$$

Dabei wird N_A als vom Ort unabhängig angenommen.

- Für das Dotierungsprofil $N_D(z)$ sind
  - Kastenprofile [6] bis [11]
  - Gaußprofile [5] [13] [15]
  - Dreieckprofile (linear abfallende Profile) [1] [11]

  gebräuchlich.

Mit anderen Näherungsformeln bzw. mit beliebig vorgebbarem Profil rechnen die Autoren der Arbeiten [12] [14].

Das Gleichungssystem (4) bis (9) hat bei Annahme eines linearen Donatorkonzentrationsabfalls von

$N_D(z = 0) = N_D{}^0$ auf

$N_D(z = z_n) = 0$

folgende Lösung:

$$\text{Isolator } (-z_i < z < 0): \psi(z) = \frac{q}{\varepsilon_0\,\varepsilon_{Si}}\left(a\,z\,\frac{\varepsilon_{Si}}{\varepsilon_{is}} + b\right) \tag{10}$$

$$\text{n-HL } (0 < z < z_n): \psi(z) = \frac{q}{\varepsilon_0\,\varepsilon_{Si}}\left(-\frac{N_D{}^0}{6\,z_n}z^3 + \frac{N_D{}^0}{2}z^2 + a\,z + b\right) \tag{11}$$

$$\text{p-HL } (z_n < z < z_{RLZ}): \psi(z) = \frac{q}{\varepsilon_0\,\varepsilon_{Si}}\left(-\frac{N_A}{2}z^2 + N_A\,z_{RLZ}^2 - \left[\frac{N_D{}^0}{6} + \frac{N_A}{2}\right]z_n{}^2 + b\right) \tag{12}$$

$$\text{p-HL } (z_{RLZ} < z): \psi(z) = 0 \tag{13}$$

mit

$$a = N_A\,[z_{RLZ} - z_n] - \frac{N_D{}^0}{2}z_n, \quad b = \left[\frac{N_D{}^0}{6} + \frac{N_A}{2}\right]z_n{}^2 - \frac{N_A}{2}z_{RLZ}^2 \tag{14}$$

$$z_{RLZ} = -\frac{z_i\,\varepsilon_{Si}}{\varepsilon_{is}} + \sqrt{\left(\frac{z_i\,\varepsilon_{Si}}{\varepsilon_{is}}\right)^2 + \frac{2\,\varepsilon_{Si}\,z_n\,z_i}{\varepsilon_{is}}\left(1 + \frac{N_D{}^0}{2\,N_A}\right) + z_n{}^2\left(\frac{N_D{}^0}{3\,N_A} + 1\right) + \frac{2\,\varepsilon_{Si}\,\varepsilon_0}{q\,N_A}\,U_{gate}}. \tag{15}$$

Im Bild 2 sind berechnete Werte des Potentials für zwei verschiedene Gatespannungen angegeben. Verwendet wurden folgende Daten:

$$z_i = 175\ \text{nm} \tag{16}$$

$$z_n = 1400\ \text{nm} \tag{17}$$

$$\varepsilon_{is} = 3{,}5 \tag{18}$$

$$\varepsilon_{Si} = 12 \tag{19}$$

$$N_D{}^0 = 1{,}45 \cdot 10^{16}\ \text{cm}^{-3} \tag{20}$$

$$N_A = 1 \cdot 10^{15}\ \text{cm}^{-3} \tag{21}$$

$$U_{Gate} = 0\ \text{Volt bzw. } 8\ \text{Volt}. \tag{22}$$

Durch Auswertung von (11) in Verbindung mit (14) findet man, daß das Potentialminimum bei

$$z_{min} = z_n - \sqrt{\frac{2\,z_n\,N_A}{N_D{}^0}(z_{RLZ} - z_n)} \tag{23}$$

liegt. Der Wert des Potentials ψ an dieser Stelle ist als Funktion der Gatespannung mit den Werten (16) bis (22) berechnet worden und im Bild 3 dargestellt.

Von anderen Autoren [5] [7] [12] mit anderen Ausgangsdaten berechnete Werte sind ebenfalls dargestellt.

Keiner der in die Berechnung von ψ eingehenden Werte (16) bis (22) ist signifikant temperaturabhängig. Auch befindet sich das Halbleitermaterial Silizium mit Bor und Phosphor als Dotanden im Temperaturbereich $77\ \text{K} < T < 300\ \text{K}$ in Störstellenerschöpfung, so daß die Näherungen

$N_A{}^- = N_A$

$N_D{}^+ = N_D$

weiterhin gültig bleiben. Es sind also bei Temperaturabsenkung keine wesentlichen Änderungen der Potentialstruktur zu erwarten.

2. Meßmethode

Es wurde eine Methode benutzt, die bisher in der Literatur für die Bestimmung der Potentiale unter CCD-Gates noch nicht beschrieben wurde. Gemessen wird während des laufenden Betriebs des CCD und nutzt den Effekt, daß eine Strominjektion in das CCD und damit ein Signal nur dann auftritt [17], wenn

$U_{in} < \psi_{SG}$,

d. h. U_{in} negativer als die Schwelle $\psi(U_{SG})$ ist, die injizierten Elektronen also die Schwelle überwinden können. Da aber einerseits der Punkt $U_{in} = 0$ schwer festlegbar ist und andererseits (wie später noch näher ausgeführt wird) der Eingangsstrom I_{in} exponentiell von der Eingangsspannung abhängt, wurde bei allen Messungen einheitlich diejenige Eingangsspannung U_{in}, bei der ein Signal von 20% des Sättigungssignals auftrat, als Potentialhöhe deklariert.

Bei den Messungen am Transfergate wurde das Speichergate mit + 15 Volt belegt.

Auf ähnliche Weise können die ansonsten meßtechnisch nur schwer zugänglichen Potentiale $\psi(\Phi_1)$ und $\psi(\Phi_2)$ des Schieberegisters bestimmt werden.

Die qualitative Aussage ermöglicht die Bestimmung des Potentials auf etwa 0,01 Volt genau. Dazu kommt der Meßfehler des verwendeten Digitalvoltmeters von noch einmal 0,01 Volt.

3. Meßergebnisse

3.1. Abhängigkeit von der Gatespannung

Im Bild 5 sind die gemessenen Zusammenhänge zwischen der angelegten Gatespannung und dem resultierenden Potential für das Speichergate (Polysilizium I) und das Transfergate (Polysilizium II) angegeben. Die Messungen erfolgten am Eingang 33 des IC 3. Die Anstiege im linearen Bereich $6\ \mathrm{V} < \psi < 12\ \mathrm{V}$ betragen:

$$\text{Poly I:}\ \frac{\partial \psi}{\partial U} = 0{,}64 \qquad (24)$$

$$\text{Poly II:}\ \frac{\partial \psi}{\partial U} = 0{,}73\,. \qquad (25)$$

3.2. Abhängigkeit von der Temperatur

Ebenfalls im Bild 5 ist der Potentialgang bei $T = 90$ K eingezeichnet. Gegenüber 300 K wird um etwa 0,2 bis 0,3 V abgesenkt. Bild 6 ist die Abhängigkeit des Speicherpotentials ψ_{SG} von der Temperatur bei $U_{SG} = -2$ Volt für verschiedene Eingänge dargestellt.

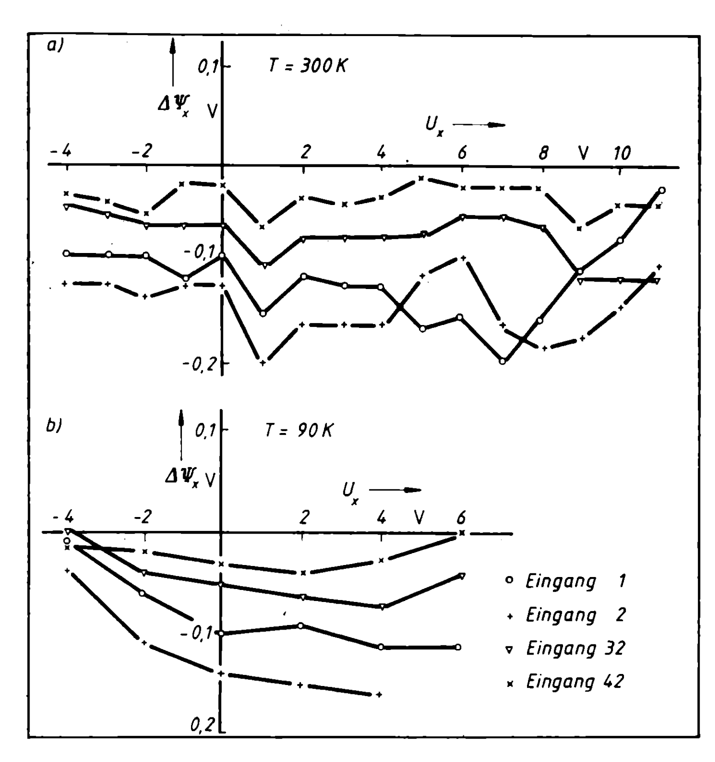


Bild 7
Streuung der Transfergatepotentiale verschiedener Eingänge relativ zu Eingang 33

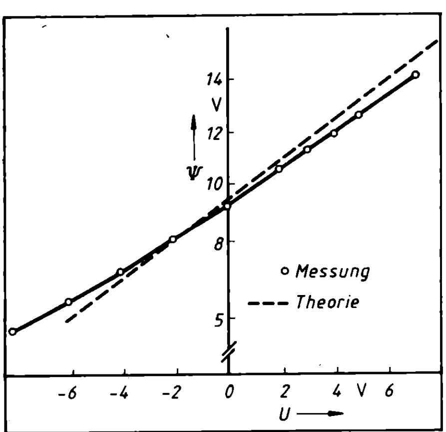


Bild 8
Gegenüberstellung der Meßwerte von Bild 5 und der Rechenwerte aus Bild 3 nach (10) bis (22)

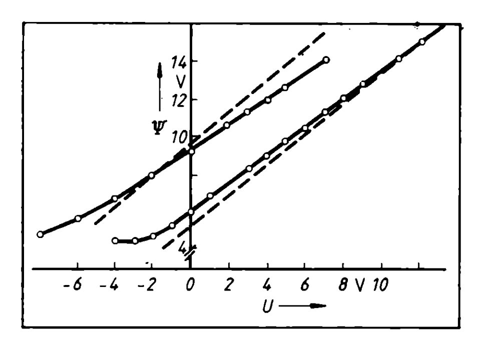


Bild 9
Gegenüberstellung der Meßwerte aus Bild 5 (———) mit den Meßwerten, die an nach ähnlicher Technologie hergestellten Strukturen gewonnen wurden (– – –)

3.3. Streuung der Potentiale verschiedener Eingänge bei gleicher Gatespannung

Wie schon im Bild 6 zu erkennen, unterliegen die Potentialwerte der einzelnen Eingänge einer gewissen Streuung. Im Bild 7a wurden die Schwankungen von $\psi_{\mathrm{Transf.g.}} = \psi_x$ in Abhängigkeit von $U_{\mathrm{Transf.g.}} = U_x$ für 300 K dargestellt. Bezugswert ist das Potential am Eingang 33 (IC 8). Die Abweichungen gegenüber dem Mittelwert betragen etwa $\pm\, 0{,}1$ V.

Wie schon Bild 6 zeigt, unterliegen diese Verhältnisse bei Abkühlung kaum wesentlichen Veränderungen. Im Bild 7b sind entsprechende Messungen bei 90 K zu sehen.

4. Auswertung, Diskussion

Bild 8 stellt die schon im Bild 3 gezeigten Rechenergebnisse den im Bild 5 dargelegten Meßergebnissen an Polysilizium I gegenüber.

Der Anstieg $\partial \psi / \partial U$ der Rechenwerte von 0,76 ist gegenüber dem von 0,67 der Meßwerte etwas zu hoch. Ansonsten ist die Übereinstimmung recht zufriedenstellend.

Zur Wertung der Computermodellierung muß gesagt werden, daß sich herausgestellt hat, daß die Ergebnisse für die Potentiale teilweise recht empfindlich von den eingegebenen Bauelementeparametern

$$z_i = 175\ \mathrm{nm} \qquad (16)$$

$$z_n = 1400\ \mathrm{nm} \qquad (17)$$

$$\varepsilon_{iS} = 3{,}5 \qquad (18)$$

$$\varepsilon_{Si} = 12 \qquad (19)$$

$$N_D^0 = 1{,}45 \cdot 10^{16}\ \mathrm{cm}^{-3} \qquad (20)$$

$$N_A = 1 \cdot 10^{15}\ \mathrm{cm}^{-3} \qquad (21)$$

abhängen. So kann eine Verschiebung der Kurve $\psi\,(U)$ nach oben um 1 Volt z. B. erreicht werden durch:

- Vergrößerung der Dotierungstiefe z_n um 100 nm
- Erhöhung der Isolatordicke z_i um 35 nm
- Erhöhung der Oberflächen-n-Dotierung N_D^0 um $0{,}14 \cdot 10^{16}\ \mathrm{cm}^{-3}$
- Absenkung der Akzeptorkonzentration N_A um $0{,}5 \cdot 10^{15}\ \mathrm{cm}^{-3}$.

Insbesondere die Werte zur Stärke und Tiefe der n-Dotierung sind aber leider nur recht ungenau bekannt und mit großen Fehlern behaftet. Mit veränderten Werten

$$z_n = 3600\ \mathrm{nm} \qquad (26)$$

$$N_D = 4 \cdot 10^{15}\ \mathrm{cm}^{-3} \qquad (27)$$

deckt sich die errechnete Kurve exakt mit der Meßkurve. Der Vollständigkeit halber seien noch einige andere Beispielvarianten angegeben, wie die Modellrechnung exakt mit den Meßergebnissen in Übereinstimmung gebracht werden kann (Tafel 1).

Bild 7 zeigt die teilweise recht gute Übereinstimmung unserer Meßergebnisse mit denen des Herstellers, die an nach ähnlicher Technologie hergestellten Strukturen gewonnen wurden.

Die durch Bor-Implantation überall unter den Poly-II-Gates erzeugte Potentialbarriere hat eine Höhe von 3,1 V (bei $U_{gate} = 8$ V) bis 3,7 V (bei $U_{gate} = 0$ V) gegenüber einem Poly-I-Gate mit jeweils gleicher Spannung.

Die aus den Bildern 5 und 6 ersichtliche relative schwache Abhängigkeit von der Temperatur bestätigt die Vermutung der Störstellenerschöpfung bis mindestens $T = 77$ K.

Die Streuung der Potentialhöhen an verschiedenen Gates (trotz gleicher Spannung) von $\pm\, 100$ mV ist weder durch Absenken der Temperatur (Bild 6), noch durch geschickte Wahl der Gatespannung (Bild 7) zu verringern. Es ist aber gerade diese Streuung der Potentialhöhen, die die Anwendbarkeit der CCD-Zeilen in Verbindung mit HgCdTe-Fotodioden begrenzt.

Tafel 1

Isol. dicke	z_{iS}	175	450	230	175	nm
Dot. tiefe	z_n	3600	1400	1400	1400	nm
Don. oberfl. konz.	N_D^0	4	9.3	15	17.5	$10^{15}\ \mathrm{cm}^{-3}$
Akzept. konz. des Substr.	N_A	1	1	2.5	3.3	$10^{15}\ \mathrm{cm}^{-3}$

Fortsetzung auf Seite 192

Einfluß des Umfang-Flächen-Verhältnisses des Emitters auf die Ausbildung der Gleichstromverstärkung von Bipolartranistoren

H. Kühne, R. Barth, Frankfurt (Oder)

Mitteilung aus der Akademie der Wissenschaften der DDR, Institut für Halbleiterphysik Frankfurt (Oder)

Ausgehend von den MOS-VLSI-Technologien kam es auch für die Herstellung hochintegrierter Bipolarschaltkreise zum Durchbruch zu sehr kleinen Bauelementeabmessungen. Wesentlichen Anteil hieran haben selbstjustierende Verfahren [1] Oxidisolationsverfahren analog zur LOCOS-Technik [2], der Einsatz des Poly-Si-Emitters [3] und die Einführung der Trenchisolation [4]. Jede der heutigen Bipolar-Spitzentechnologien ist durch mindestens eine dieser Komponenten, häufig aber durch deren Kombination gekennzeichnet. Emitterabmessungen im Bereich von $2 \times 2\,\mu m^2$ werfen keine prinzipiellen produktionstechnischen Probleme auf. Im Lichte einer solchen weitgehenden Skalierung von Vertikal- und Lateralaufbauten der Bipolartransistoranordnungen [5] wird die schon in den Anfängen der Leistungselektronik relevante Fragestellung nach der Stromverstärkungsbeeinflussung durch das Umfang-Flächen-Verhältnis des Bipolartransistor-Emitters in einem grundsätzlichen Zusammenhang erneut aktuell.

Im Hochstrombereich des statisch betriebenen Transistors fällt die Stromverstärkung zu kleineren Werten ab, weil der Stromfluß in den dem Emitterrand nahen Flächenbereichen zusammengedrängt wird. Dieser Erscheinung wurde schon immer durch eine Erhöhung des Umfang-Flächen-Verhältnisses des Emitters in der Lay-out-Gestaltung entgegengewirkt. Im Bereich geringer Emitterstromdichten tritt ebenfalls ein Stromverstärkungsabfall auf, weil dann der Raumladungsrekombinationsstrom der Emitter-Basis-Diode die Größe des Basisstroms bestimmt. Auch hier wird der Randbereich gegenüber dem Bodenbereich des Emitters für die Ausbildung von Störungen bevorzugt. In der Modellierung der Stromverstärkung wurde dem durch Einführung eines Oberflächenrekombinationsanteils am Basisstrom Rechnung getragen. Aber auch im sogenannten Plateaubereich mit nahezu gleichgroß bleibender Stromverstärkung für mittlere Emitterstromdichten darf das Emitterrandgebiet nicht als völlig frei von der Mitwirkung an der Stromverstärkungsausbildung angesehen werden, weil sich der Emitterwirkungsgrad zur Oberfläche hin drastisch verschlechtert.

Es wird die Frage näher untersucht, welche Bedeutung dem Umfang-Flächen-Verhältnis des Emitters bei Skalierungsbetrachtungen von Bipolarstrukturen im Plateaubereich homogener Emitterstromverhältnisse bezüglich der Stromverstärkungsausbildung zukommt.

1. Theoretischer Hintergrund

Die Gleichstromverstärkung eines Bipolartransistors, der im Emitterschaltung betrieben wird, ist ganz allgemein definiert als Quotient aus Kollektorstrom I_C und Basisstrom I_B, wobei die Summe beider den Emitterstrom I_E ergibt,

$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_E}{I_B} - 1\,. \tag{1}$$

In analytischen Überlegungen setzt man den Basisstrom aus einer Reihe von Basisstromkomponenten zusammen, von denen jede eine spezifische Entstehungsursache i hat,

$$\frac{1}{B} = \frac{\Sigma I_{Bi}}{I_C} = \Sigma \frac{1}{B_i} = \frac{I_{B\gamma} + I_{B\alpha} + I_{BC} + I_{BRL} + I_{BOF}}{I_C}\,. \tag{2}$$

In (2) sind Basisstromkomponenten I_{Bi} enthalten, von denen jede eine hypothetische Stromverstärkungskomponente B_i hervorruft. Zur Basisstromausbildung tragen bei (vgl. (2)):

- Emitterwirkungsgrad γ
- Basistransportkoeffizient α
- Kollektorreststrom I_C
- Emitter-Basis-Raumladung RL
- Emitter-Basis-Oberfläche OF.

Für Silizium-Planar-Transistoren gilt allgemein, daß vor allem der Emitterwirkungsgrad für die Größe der Stromverstärkung maßgebend ist und alle anderen Basisstrombeiträge im Bereich des Stromverstärkungsplateaus vernachlässigt werden dürfen. Der Emitterwirkungsgrad bringt das Dotierungsdosisverhältnis von Emitter- und Basisgebiet zum Ausdruck, wobei der Diffusions-

Fortsetzung von Seite 191

Das mathematische Modell (4) mit den Werten (16) bis (21) sagt aus, daß jeweils eine Schwankung der Werte

- z_n um $\pm$ 1 nm $\triangleq \pm$ 0,07 %
- z_i um $\pm$ 0,35 nm $\triangleq \pm$ 0,2 %
- $N_D{}^0$ um $\pm 1{,}43 \cdot 10^{13}$ cm^{-3} $\triangleq \pm$ 0,09 %
- N_A um $\pm 5 \cdot 10^{12}$ cm^{-3} $\triangleq \pm$ 0,5 %

eine Potentialschwankung von $\pm$ 10 mV bewirken.

Der Einfluß der Schwankungen der Lateralstruktur, der mit dem Modell nicht erfaßt wurde, dürfte ähnlich stark sein. Die hohen technologischen Forderungen bei der CCD-Herstellung sind daran eindrucksvoll zu erkennen.

NaA 37

Literatur

[1] *Heß, N.:* Untersuchungen an der CCD-Zeile L110C unter Kryobedingungen. Diplomarbeit, HU Berlin, Sektion Physik 1985

[2] *Heß, N.; Herrmann, K. H.:* Verhalten von Silizium-CCD-Zeilensensoren bei Kryobedingungen. Nachrichtentech., Elektron., 36 (1986) 6, S. 227–229

[3] *Schieferdecker, J.:* Beiträge zur Entwicklung pyroelektrischer Infrarot-Hybrid-CCD-Sensoren. Dissertation, TU Dresden 1983

[4] *Hänsel, H.; Neumann, W.:* Physik, eine Darstellung der Grundlagen. Teil VII, Festkörper. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1978

[5] *Taylor, G. W.; Chatterjee, P. B.; Chao, H. H.:* A Device Model for BCCD's and MOSFET's with Gaussian Impurity Profiles. Trans. El. IEEE Dev. ED-27 (1980) 1, S. 199–208

[6] *Diener, K. H.,* u.a.: Computergerechte Modellfamilie für integrierte MOS-Transistoren, Teil 2. Nachrichtentech., Elektron., 30 (1980) 4, S. 155–158

[7] *Barbe, D. F.:* Imaging Devices Using the Charge-Coupled Concept. Proc. of the IEEE, 62 (1975) 1, S. 38–67

[8] *Reinhold, W.; Möschwitzer, A.:* Netzwerksimulation von CCD-Elementen für serielle Halbleiterspeicher. Nachrichtentech., Elektron. 29 (1979) 10, S. 418 bis 421

[9] *Huang, J. S. T.:* Charge Handling Capacity in CCD. IEEE Trans. El. Dev. ED-24 (1977) 10, S. 1234–1238

[10] *Rhein, D.; Stephani, R.:* Zweidimensionale Lösung der Poissongleichung in CCD-Elementen mittels Differenzenverfahren. Z. elektr. Inform.- u. Energietechnik, 13 (1983) 5, S. 433–440

[11] *Hannemann, H. W.; Esser, L. J. M.:* Field and Potential Distributions in Charge Transfer Devices. Philips Res. Repts 30 (1975), S. 56–72

[12] *Meyer, Kristin M. De; Declerck, G. J.:* A New Method for the Two-Dimensional Calculation of the Potential Distribution in a BCCD. IEEE Trans. El. Dev. ED-28 (1981) 3, S. 313–321

[13] *Sissi, H. El; Cobbold, R. S. C.:* Potentials and Fields in BCCD's. Trans. El. Dev. 22 (1975) 3, S. 77–90

[14] *McKenna, J.; Schryer, N. L.:* The Potential in a CCD with no mobile minority carriers. BSTJ 52 (1973) 5, S. 669 – und Bell System Tech. J. 52 (1973) 10, S. 1765–1793

[15] *Lester, T. P.; Pulfrey, D. L.:* A New Method Based on the Superposition Principle for the Calculation the two dimensional Potential in a BCCD. IEEE Trans. El. Dev. ED-31 (1984) 7, S. 999–1000

[16] *Nosov, Ju. R.; Silin, V. A.:* Osnovy fiziki priborov s zarjadovoj svjaz' ju. (Grundlagen der Physik ladungsgekoppelter Bauelemente). Moskau: Nauka 1986

[17] *Vineckij, Ju. R.; Trisenkov, M. A.:* Potencial'noe vchodnoe ustrojstvo pribora s zarjadovoj svjaz'ju v režime slabych signalov. (Potentialabhängige Eingangsstrukturen von ladungsgekoppelten Bauelementen im Kleinsignalregime) Radiotechnika i Elektronika (1981) 4, S. 852–865

Dr. rer. nat. *Norbert Heß*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, Mommsenstr. 13, Dresden, 8027; Prof. Dr. sc. nat. *Klaus H. Herrmann*, Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Physik, Invalidenstr. 110, Berlin, 1040

koeffizient D der Minoritätsträger im jeweiligen Gebiet modifizierend wirkt [6].

$$(B\,\gamma)_{\text{ideal}} = \frac{\Delta Q_{\mathrm{E}} \cdot \overline{D}_{n\mathrm{B}}}{\Delta Q_{\mathrm{B}} \cdot \overline{D}_{p\mathrm{E}}}$$

$$= \frac{\left[\int\limits_0^{x_{\mathrm{jE}}} N_{\mathrm{E}}(x)\,\mathrm{d}x - \int\limits_0^{x_{\mathrm{jE}}} N_{\mathrm{B}}(x)\,\mathrm{d}x + x_{\mathrm{jE}} \cdot N_{\mathrm{epi}}\right] \cdot \mu_{n\mathrm{B}}}{\left[\int\limits_{x_{\mathrm{jE}}}^{x_{\mathrm{jB}}} N_{\mathrm{B}}(x)\,\mathrm{d}x - \int\limits_{x_{\mathrm{jE}}}^{x_{\mathrm{jB}}} N_{\mathrm{E}}(x)\,\mathrm{d}x - (x_{\mathrm{jB}} - x_{\mathrm{jE}}) \cdot N_{\mathrm{epi}}\right] \cdot \mu_{p\mathrm{E}}}, \tag{3}$$

(3) gibt einen Einblick in die physikalische Struktur des Emitterwirkungsgrades am Beispiel von npn-Transistoren. Er reguliert das Injektionsverhältnis von Elektronen aus dem Emittergebiet und Löchern in das Emittergebiet. Bei Anwendung von (3) erhält man jedoch Stromverstärkungswerte, die viel größer sind als die an der Realstruktur gemessenen. Das wird auf die Verringerung des Abstands zwischen den Energieniveaus der Leitungs- und Valenzbandkanten im Bereich sehr großer Dotierungskonzentrationen des Emitters zurückgeführt [7],

$$B\,\gamma = \frac{\Delta Q_{\mathrm{E}} \cdot \overline{D}_{n\mathrm{B}}}{\Delta Q_{\mathrm{B}} \cdot \overline{D}_{p\mathrm{E}}} \cdot \left(\frac{n_i}{n_{i\mathrm{E}}}\right)^2 = B\,\gamma_{\text{ideal}} \cdot \left(\frac{n_i}{n_{i\mathrm{E}}}\right)^2 \tag{4}$$

mit

$$\left(\frac{n_{i\mathrm{E}}}{n_i}\right)^2 = \exp\frac{\Delta U_{g0}}{(kT/q)} = \exp\frac{9 \cdot 10^{-3}}{(kT/q)} \cdot \left\{\ln\left(\frac{N_{\mathrm{E}}}{10^{17}}\right) + \left[\left(\ln\frac{N_{\mathrm{E}}}{10^{17}}\right)^2 + \frac{1}{2}\right]^{1/2}\right\}.$$

Der durch (4) beschriebene Effekt führt dazu, daß für hochdotierte Gebiete eine größere Intrinsic-Konzentration ($n_{i\mathrm{E}}$) in Rechnung gebracht werden muß als für undotiertes Silizium (n_i). Aber auch die auf diesem Wege berechneten Stromverstärkungswerte sind noch größer als die gemessenen. Für eine zusätzliche Korrektur wird ein spezieller Rekombinationsmechanismus, der nur in hochdotierten Gebieten auftritt (die sogenannte Auger-Rekombination [8]) in Anwendung gebracht und durch ein weiteres Glied in (4) berücksichtigt,

$$(B\,\gamma)_{\text{real}} = (B\,\gamma)_{\text{ideal}} \cdot \left(\frac{n_i}{n_{i\mathrm{E}}}\right)^2 \cdot \frac{(L_{p\mathrm{E}})_{\text{eff}}}{x_{\mathrm{jE}}}. \tag{4a}$$

2. Der Emitterrandeffekt

Unter dem Gesichtspunkt praktischer Transistormessungen wird in (1) der Zusammenhang zwischen den Primärmeßdaten (I_{B}; I_{E}) und der Stromverstärkung B beschrieben. Unter Vernachlässigung physikalischer Prozeßmechanismen ermöglicht (2) die formale Aufteilung in flächenbezogene und randbezogene Anteile,

$$\frac{1}{B} = \frac{1}{B_{\mathrm{F}}} + \frac{1}{B_{\mathrm{R}}} = \frac{(I_{\mathrm{BF}} + I_{\mathrm{BR}})}{(I_{\mathrm{CF}} + I_{\mathrm{CR}})}. \tag{2a}$$

Damit werden nicht nur die Stromverstärkung, sondern auch Basis- und Kollektorstrom in einen flächen- und einen randbezogenen Anteil aufgeteilt. Am Beispiel des Basisstroms wird gezeigt, wie durch die Einführung einer Randlängenstromdichte i_{BR} (A/cm) und einer Flächenstromdichte i_{BF} (A/cm²) eine Abhängigkeit des Stroms vom Umfang-Flächen-Verhältnis des Emitters ($L_{\mathrm{E}}/F_{\mathrm{E}}$) dargestellt werden kann:

$$I_{\mathrm{B}} = I_{\mathrm{BF}} + I_{\mathrm{BR}} = I_{\mathrm{BF}} + i_{\mathrm{BR}} \cdot L_{\mathrm{E}} \tag{5a}$$

$$i_{\mathrm{B}} = \frac{I_{\mathrm{B}}}{F_{\mathrm{E}}} = \frac{I_{\mathrm{BF}}}{F_{\mathrm{E}}} + i_{\mathrm{BR}} \cdot \frac{L_{\mathrm{E}}}{F_{\mathrm{E}}} = i_{\mathrm{BF}} + i_{\mathrm{BR}} \cdot \frac{L_{\mathrm{E}}}{F_{\mathrm{E}}}$$

$$= i_{\mathrm{BF}} \cdot \left[1 + f_{\mathrm{RB}}\left(\frac{L_{\mathrm{E}}}{F_{\mathrm{E}}}\right)\right],$$

$$\text{mit} \quad f_{\mathrm{RB}} = \frac{i_{\mathrm{BR}}}{i_{\mathrm{BF}}}; \tag{5b}$$

f_{RB} in cm.

Eine gleichartige Ableitung und Einführung eines Stromerhöhungsfaktors für das Emitterrandgebiet (f_{R}) ist auch für die Ausbildung des Kollektorstroms möglich. Für beide Ströme wird damit angenommen, daß sie von einer flächenspezifischen Stromdichte i_{F} ausgehend mit dem Umfang-Flächen-Verhältnis linear ansteigen. Der Grad des Anstiegs wird durch die Größe des Randerhöhungsfaktors f_{R} bestimmt; $f_{\mathrm{R}} = 0$ charakterisiert das Fehlen eines Randeffekts,

$$i_{\mathrm{C}} = i_{\mathrm{CF}} + i_{\mathrm{CR}} \cdot \frac{L_{\mathrm{E}}}{F_{\mathrm{E}}} = i_{\mathrm{CF}} \cdot \left[1 + f_{\mathrm{RC}} \cdot \left(\frac{L_{\mathrm{E}}}{F_{\mathrm{E}}}\right)\right]. \tag{6}$$

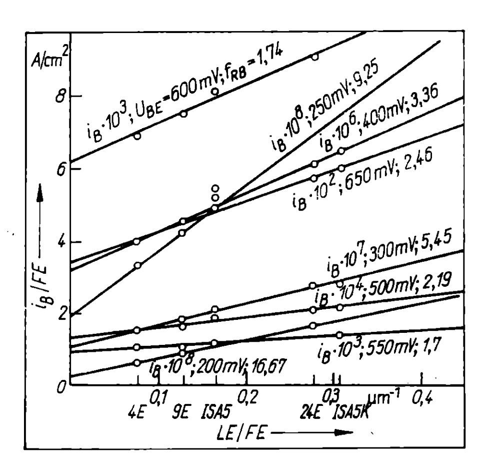


Bild 1
Auf die Emitterfläche bezogene Basisstromdichte ($I_{\mathrm{B}}/F_{\mathrm{E}}$) für verschiedene Flußspannungswerte U_{BE} der Emitter-Basis-Diode als Funktion des Umfang-Flächen-Verhältnisses ($L_{\mathrm{E}}/F_{\mathrm{E}}$) von npn-Bipolartransistor-Emittern; Kollektor-Emitter-Spannung $U_{\mathrm{CE}} = 5$ V; Randerhöhungsfaktor $f_{\mathrm{R}} = \tan \alpha/(i_{\mathrm{B}})_{\mathrm{LE}=0}$ nach (5b)

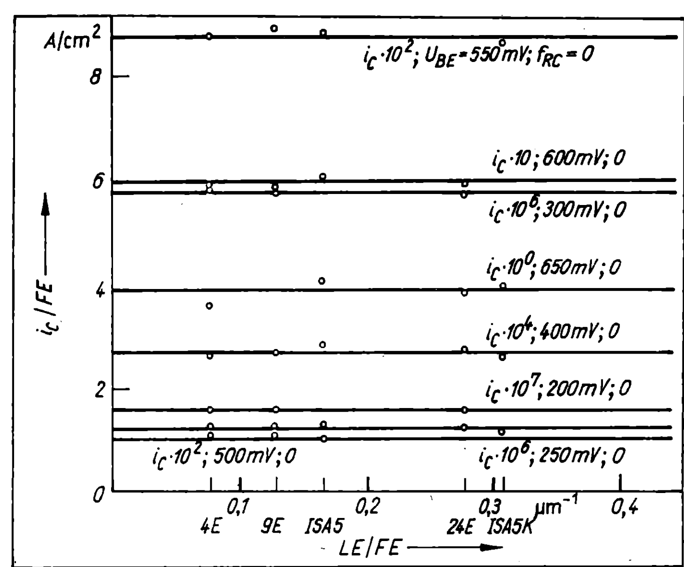


Bild 2. Auf die Emitterfläche bezogene Kollektorstromdichte ($I_{\mathrm{C}}/F_{\mathrm{E}}$) für verschiedene Flußspannungswerte U_{BE} der Emitter-Basis-Diode als Funktion des Umfang-Flächen-Verhältnisses ($L_{\mathrm{E}}/F_{\mathrm{E}}$) von npn-Bipolartransistor-Emittern; Kollektor-Emitter-Spannung $U_{\mathrm{CE}} = 5$ V; Randerhöhungsfaktor $f_{\mathrm{R}} = \tan \alpha/(i_{\mathrm{C}})_{\mathrm{LE}} = 0$ nach (5b)

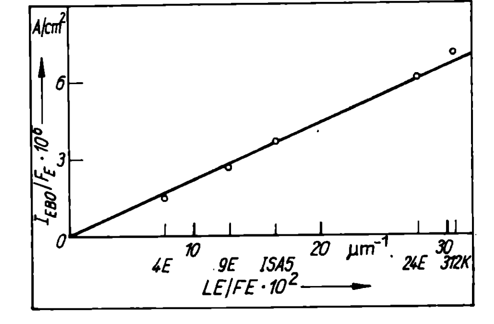


Bild 3
Auf die Emitterfläche bezogener Reststrom der Emitter-Basis-Diode für eine Sperrspannung von $U_{\mathrm{EB}} = 4$ V als Funktion des Umfang-Flächen-Verhältnisses $L_{\mathrm{E}}/F_{\mathrm{E}}$ von npn-Bipolartransistor-Emittern

Die Bilder 1, 2 und 3 zeigen die Basisstromdichte und die Kollektorstromdichte in Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung als Parameter sowie die Emitter-Basis-Diodenreststromdichte für $U_{\mathrm{BE}} = 4$ V als Funktion des Umfang-Flächen-Verhältnisses des Emitters. Man erkennt deutlich, daß der Basisstrom über einen weiten Emitterflußspannungsbereich, wie erwartet, linear mit ($L_{\mathrm{E}}/F_{\mathrm{E}}$) ansteigt. Ein gleichartiges Verhalten zeigt auch der Diodenreststrom (Bild 3), für dessen Größe der Randeffekt praktisch ausschlaggebend ist. Der Kollektorstrom jedoch hat in einem weiten Bereich der Emitter-Basis-Spannung keinen Randeffekt ($f_{\mathrm{RC}} = 0$).

Die Meßwerte wurden an doppeltdiffundierten npn-Transistoren gewonnen, die Emittereindringtiefen um 1 µm haben und deren Umfang-Flächen-Verhältnis sowohl durch Mehrfachteilung eines quadratischen Emitters als auch durch individuelle Emittergestaltung variiert wurde. Die Meßanordnung ist im Bild 4 wiedergegeben.

3. Die Umfang-Flächen-Abhängigkeit der Stromverstärkung

Durch die Anwendung von (5b) und (6) auf (1) kann die Abhängigkeit der Stromverstärkung vom Umfang-Flächen-Verhältnis des

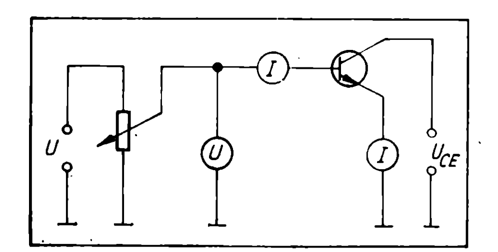


Bild 4
Meßanordnung

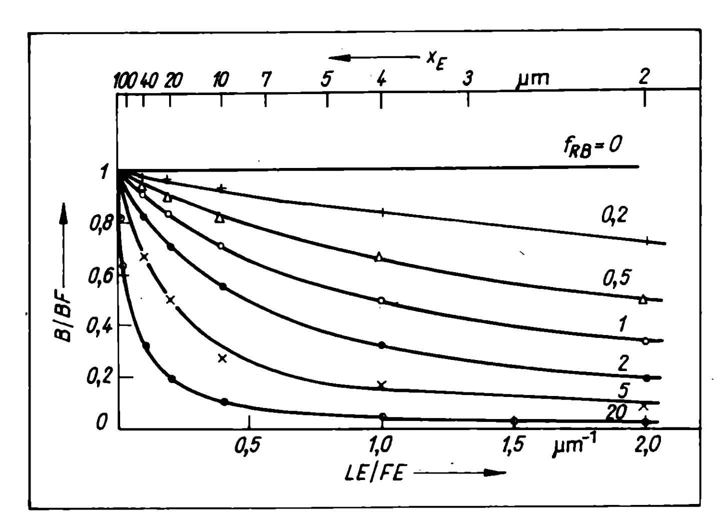


Bild 5. Abhängigkeit des Quotienten aus Gleichstromverstärkung B und der Flächenkomponente der Stromverstärkung B_F vom Umfang-Flächen-Verhältnis des Emitters L_E/F_E bei Charakterisierung des Randeinflusses durch den Randerhöhungsfaktor des Basisstromes f_{RB} im Bereich von 0 bis 20 nach (7a)

Emitters dargestellt werden

$$\frac{1}{B} = \frac{(I_{BF} + I_{BR})}{(I_{CF} + I_{CR})} = \frac{i_{BF} \cdot [1 + f_{RB}\,(L_E/F_E)]}{i_{CF} \cdot [1 + f_{RC}\,(L_E/F_E)]}$$

$$= \frac{1}{B_F} \cdot \left[1 + \frac{(f_{RB} - f_{RC}) \cdot L_E/F_E}{1 + f_{RC} \cdot L_E/F_E}\right]. \qquad (7)$$

Wenn nun, wie hier, $f_{RC} = 0$ angenommen werden darf, so gilt der einfache Zusammenhang:

$$\frac{B_F}{B} = [1 + f_{RB} \cdot (L_E/F_E)]. \qquad (7\,a)$$

Die reziproke Form davon ist für den Bereich $0 \leqq f_{RB} \leqq 20$ in Bild 5 dargestellt. Für kleine Werte des Randerhöhungsfaktors zeigt sich ein nahezu linearer Abfall des Quotienten aus tatsächlicher Stromverstärkung und Flächenstromverstärkungskomponente, für größere Werte ein im Bereich kleiner (L_E/F_E)-Werte zunächst steiler, dann schnell flacher werdender Abfall.

Für quadratische Emitter lassen sich die Umfang-Flächen-Verhältnisse mit (8) anschaulich auf die Seitenlänge x_E des Emitters beziehen (vgl. obere Abszissenteilung im Bild 5):

$$\frac{L_E}{F_E} = \frac{4\,x_E}{x_E^2} = \frac{4}{x_E}. \qquad (8)$$

Nach Bild 5 findet man für Verhältnisse, die durch $f_{RB} = 2$ und $f_{RC} = 0$ gekennzeichnet werden, wenn $B_F = 100$ angenommen wird, für einen Transistor mit quadratischem Emitter und der Kantenlänge $x_E = 10\,\mu m$ eine Stromverstärkung von nur $B = 55$ anstelle des auf die angenommene Vertikalstruktur des Transistors zurückzuführenden Erwartungswertes von $B = B_F = 100$. Mit einer weitergehenden Skalierung des Emitters, bei der alle übrigen Bedingungen des Transistors konstant bleiben sollen, würde man für $x_E = 5\,\mu m$ nur eine Stromverstärkung von $B = 38$ und für $x_E = 2\,\mu m$ gar nur noch $B = 20$ erwarten dürfen.

Aus den Basisstromdichteabhängigkeiten vom Umfang-Flächen-Verhältnis gemäß Bild 1 findet man Randerhöhungsfaktoren f_{RB}, deren Größe auch von der an die Emitter-Basis-Diode angelegten Flußspannung abhängig ist. Diese Abhängigkeit ist im Bild 6 zu sehen. Unterhalb von $U_{BE} = 500$ mV ist ein Bereich zu erkennen, in dem die Basisstromdichte am Emitterrand in zunehmendem Maße ansteigt, oberhalb ein Bereich mit nahezu konstanter Größe des Randerhöhungsfaktors. Letzterer entspricht dem Plateaubereich der Stromverstärkung.

In diesem Plateaubereich entspricht die Größe der flächenbezogenen Stromverstärkungskomponente $B_F = i_{CF}/i_{BF}$ nach unserer Auffassung dem Wert, der bei analytischen Betrachtungen des Vertikalaufbaus von Transistoren und entsprechenden Vorabschätzungen der Stromverstärkung berechnet und den Erwartungen, die mit einem Transistorentwurf verknüpft werden, zugrunde gelegt wird. Außer dem Injektionsverhältnis von Elektronen und Löchern gehen in diesen Stromverstärkungswert auch die Auswirkungen von Rekombinationseffekten in den Bahngebieten von Basis und Emitter ein, falls solche Effekte vorhanden sind. Auch die flächenbezogene Stromverstärkungskomponente B_F ist eine Funktion der Basis-Emitter-Spannung wie Bild 7 zeigt. Im Spannungsbereich unterhalb $U_{BE} = 500$ mV fällt der Wert für B_F deutlich ab. Im Bereich geringerer Flußspannungswerte tritt eine relative Erhöhung der Basisstromkomponente nicht nur des Emitterrandgebiets, sondern auch des Emitterflächengebietes auf. Die relative Erhöhung der Basisstromdichte bezieht sich auf das jeweilige Niveau der Emitter- bzw. Kollektorstromdichte, das durch die betrachtete Emitter-Basis-Spannung eingestellt wird.

Im Bild 8 sind schließlich die Stromverstärkungsverläufe von 2 Transistoren mit unterschiedlich großen quadratischen Emittern als Funktion der Emitter-Basis-Spannung dargestellt, wie sie aus den Abhängigkeiten für B_F und f_{RB} (vgl. Bilder 7 und 6) mit (7a) erhalten werden.

4. Zusammenfassung

Die Stromverstärkung von Bipolartransistoren wird nicht allein durch die Festlegung der Vertikalstruktur, sondern auch durch die Wahl des Umfang-Flächen-Verhältnisses des Emitters bestimmt. Das tritt vor allem für zunehmende Umfang-Flächen-Verhältnisse und damit auch für kleiner werdende Emitter hervor und wirkt sich auch noch im Bereich kleinerer Emitter-Basis-Spannungen, für den ein Stromverstärkungsabfall typisch ist, aus. Im Transistorentwurf kann der Emitterrandeffekt berücksichtigt werden, indem man die in der vorliegenden Arbeit vorgestellten, empirisch begründeten Randerhöhungsfaktoren für den Basisstrom (und evtl. auch Kollektorstrom) verwendet. Mit ihrer Hilfe kann die Vertikalstruktur des Transistors so entworfen werden, daß die daraus resultierende flächenbezogene Stromverstärkungskomponente B_F

Bild 6. Abhängigkeit des Randerhöhungsfaktors des Basisstromes f_{RB} von der Emitter-Basis-Flußspannung; $U_{CE} = 5$ V

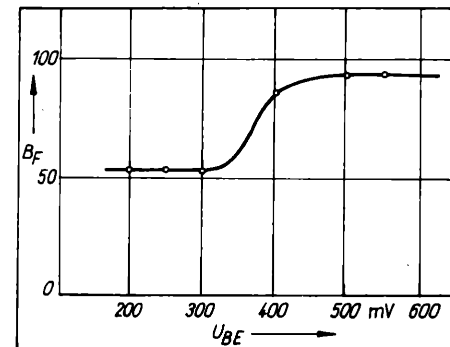


Bild 7. Abhängigkeit der Flächenkomponente der Stromverstärkung $B_F = (i_{CF}/i_{BF})$ von der Emitter-Basis-Flußspannung; $U_{CE} = 5$ V

Bild 8. Stromverstärkungsverlauf in Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung für zwei Transistoren mit unterschiedlich großen quadratischen Emittern: $x_E = 100$ bzw. $10\,\mu m$

bei einem gegebenem Umfang-Flächen-Verhältnis des Emitters die gewünschte Stromverstärkung einstellt:

$$\frac{1}{B} = \frac{i_{BF}}{i_{CF}} + \frac{i_{BF}}{i_{CF}} \cdot f_{RB} \cdot \frac{L_E}{F_E}. \tag{2c}$$

Im Bild 9 wird schließlich an einem Beispiel gezeigt, wie die flächenbezogene Stromverstärkungskomponente B_F erhöht werden muß, damit bei zunehmendem Umfang-Flächen-Verhältnis des Emitters eine Stromverstärkungsforderung nach $B = 100$ erfüllt werden kann. Die Kenntnis der Abhängigkeit der Stromverstärkung von Bipolartransistoren vom Umfang-Flächen-Verhältnis des Emitters ist nicht nur für Entwurfs- und Skalierungsfragen von Bedeutung. Mit Hilfe des Randerhöhungsfaktors der Basisstromdichte und dessen Abhängigkeit von der Basis-Emitter-Spannung können auch prozeß- und materialbedingte Wirkungen auf die Stromverstärkung kontrolliert werden.

NaA 24

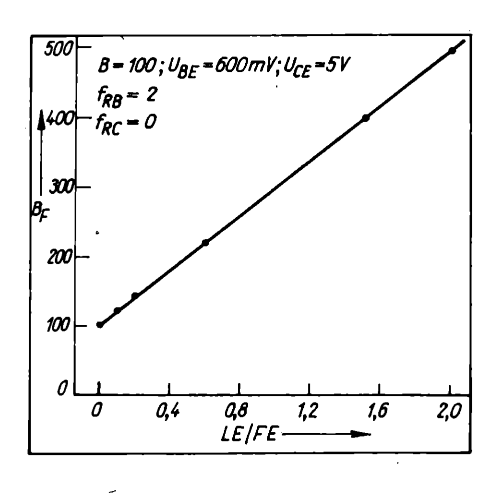


Bild 9 Vorgabewerte für die durch den Vertikalaufbau des npn-Transistors definierte Flächenkomponente der Gleichstromverstärkung im Plateaubereich ($U_{BE} = 600$ mV; $F_{RB} = 2$; $f_{RC} = 0$; $U_{CE} = 5$ V), die für unterschiedlich große Umfang-Flächen-Verhältnisse des Emitters eine resultierende Stromverstärkung $B = 100$ gewährleisten (vgl. 7a)

Literatur

[1] *Drescher, W.*: Positionierung und Selbstpositionierung bei der Strukturierung von Halbleitersubstraten. B-Dissertation, THK *Ning, T. H.* et al.: Selt-aligned npn bipolar transistors. IDEM Tech. Dig. (1980) S. 823–824

[2] *Appels, J. A.* u.a.: Local Oxidation of Silicon and its Application in Semiconductor-Device Technology. Philips Research Report 25 (1970) 4, S. 118–132
Ghezzo, M. u.a.: Laterally Sealed Locos Isolation. J. Electrochem. Soc. 134 (1987) 6, S. 1475–1479

[3] *Graul, J.* u.a.: High Peroformance Transistors with Arsenic-Implanted Polysil Emitters. IEEE J. Solid-State Circuits, SC-11 (1976) 4, S. 491–495
Park, H. K. u.a.: High-Speed Polysilicon Emitter-Base Bipolar Transistor. IEEE Electron Device Letters, EDL-7 (1986) 12, S. 658–660
Schaber, H. u.a.: Vertical Scaling Considerations for poly-Silikon-Emitter Bipolar Transistors. ESDERG 87, Bologna (1987), S. 365–368

[4] *Tamaki, Y.* u.a.: New U-groove isolation technology for highspeed bipolar memory. VLSI Technology, Dig. Tech. Papers (1983), S. 24–25
Roche, M. u.a.: An Advanced Bipolar Process Using Trench Isolation. ESDERG 87, Bologna (1987), S. 507–510

[5] *Ning, T. H.*: History, Present Trends, and Scaling of Silicon Bipolar Technology. ESDERG 87, Bologna (1987), S. 277–281

[6] *Lindmayer, J.; Wrigley, Ch. Y.*: Fundamentals of Semiconductor Devices. Van Norstrand, New York (1965)
De Man, H. J.: The Influence of Heavy Doping on the Emitter Efficiency of a Bipolar transistor. IEEE Trans. on Electron Devices, ED-18 (1971) 6, S. 833 bis 835

[7] *Slotboom, J. W.; De Graaff, H. C.*: Bandgap Narrowing in Silicon Bipolar Transistors. IEEE Trans. on Electron Devices, ED-24 (1977) 8, S. 1123–1125

[8] *Sheng, W. W.*: The Effect of Auger Recombination on the Emitter Injection Efficiency of Bipolar Transistors. IEEE Trans. on Electron Devices, ED-22 (1975) 1, S. 25–27

Dr. rer. nat. *Heinz Kühne*; Dipl.-Ing. *Rainer Barth*, AdW der DDR, Institut für Halbleiterphysik, Walter-Korsing-Str. 2, Frankfurt (Oder), 1200

Fachtagungen

16. Weiterbildungsveranstaltung der WS Nachrichtentechnik. Teil 1

Die 16. Weiterbildungsveranstaltung der Wissenschaftlichen Sektion (WS) Nachrichtentechnik wurde vom 7. bis 11. November 1988, wie in den vergangenen Jahren, entsprechend der Vereinbarung zwischen dem Kombinat Nachrichtenelektronik und der WS Nachrichtentechnik, in Grünheide durchgeführt.
Folgende Themenkomplexe wurden behandelt:

- Hochschulforschung zur LWL- und Mobilfunktechnik
- Tagungsberichte
- Vermittlungstechnik
- Übertragungstechnik
- Elektronik-Technologie, Intensivierung
- Bauelemente, Schaltkreisentwurf.

Eine Abendveranstaltung mit einem Vortrag zum Thema: „Algerien: Reiseeindrücke eines Technikers" vermittelte interessante Informationen über Einsatzbedingungen und Einsatzprobleme der Technik des Kombinats Nachrichtenelektronik.
Der größte Teil der Vorträge wird nachfolgend referiert.

Liebig, T.

Autonomes Bildfernsprechsystem im KNE-Bildnetz

Es wurde ein Überblick über die an der Sektion Elektronik der Humboldt-Universität zu Berlin im Bereich Nachrichtentechnik durchgeführte Entwicklung eines autonomen Breitband-Bildfernsprechsystems über Lichtwellenleiter gegeben. Nach einem ersten und dann weiterentwickelten Testsystem (4 Teilnehmer, analoge Sprechsignalübertragung im TV-Signal, PFM des optischen Trägers, Signalisierungsfunktionen) laufen gegenwärtig Arbeiten an einem 8-Kanalsystem mit digitaler Sprachübertragung, das insbesondere auch Multipoint-konferenzfähig sein wird. Das Ziel der Arbeiten ist es, durch den Versuchseinsatz bei potentiellen Anwendern Erfahrungen über die Akzeptanz, das Verhältnis zwischen Aufwand und Nutzen, notwendige Bedienfunktionen, Verkehrswerte u.a. zu gewinnen.

Grimm, E.

Wellenlängenmultiplextechnik in Monomode-Lichtwellenleitersystemen

Abgesehen von der Kohärenztechnik ist die Wellenlängenmultiplextechnik (WDM-Technik) eine effektive Möglichkeit, Lichtwellenleiter mehrfach auszunutzen oder bestehende Systeme relativ einfach zu erweitern. Es wurde ein Vierkanalmultiplexer mit Interferenzfiltern vorgestellt, der im Bereich von $\lambda_0 = 1{,}2$ bis $1{,}5$ µm arbeitet. Die einzelnen Filter, die als Kantenfilter ausgeführt sind, haben Einfügedämpfungen ≤ 1 dB, was internationalen Werten entspricht. An der Verbesserung der Ankoppeltechnik wird noch gearbeitet, um eine Gesamteinfügedämpfung < 4 dB über alle Kanäle zu realisieren.

Zühlke, W.

Sprachsignalcodierung für den Mobilfunk

Neben den aus der Literatur bekannten Realisierungen der schmalbandigen digitalen Übertragung beim Mobilfunk mit Vocoder werden auf arhythmischer Signalabtastung basierende Signalverarbeitungsverfahren zur Redundanzreduktion vorgestellt, von denen insbesondere die Zeitbasiskompandierung eine interessante Ergänzung der Mittel zur Anpassung eines Signals an einen Übertragungskanal darstellt.

Wobus, Ch., Hiller, G.

Modulationsverfahren und Modems für den digitalen Mobilfunk

Eine verschlüsselte Sprachübertragung und eine rationelle Eingliederung der Datenübertragung erfordern eine Digitalsignalübertragung auch im Mobilfunk. Für eine verständliche und natürliche Sprachübertragung sind Übertragungsgeschwindigkeiten von mindestens 9 bis 16 kbit/s erforderlich. Da das Kanalraster der analogen FM-Technik einzuhalten ist, entstehen für die einzusetzenden Modulationsverfahren mit konstanter Amplitude strenge Forderungen für ein schwaches Signalspektrum. Durch Korrelation benachbarter Bits und eine Glättung des Momentanfrequenz-/Phasenverlaufs ist eine entsprechende Beeinflussung des Spektrums möglich. Es wurden digitale Schaltungen entwickelt und erprobt, die mit der erforderlichen Präzision das modulierte Signal, gesteuert vom zu übertragenden Digitalsignal, erzeugen. Aufgrund der Amplituden- und Phasenschwankungen im Mobilfunkkanal haben für die Demodulation vor allem Phasendifferenzverfahren Bedeutung, für die auch digitale Realisierungen angegeben wurden.

Unger, H.

Sigma-Delta-Coder

Zur AD-Wandlung für die digitale Sprachverarbeitung und -übertragung werden in zunehmendem Maße Sigma-Delta-Coder eingesetzt, da sie durch die Verwendung von nur wenigen, relativ unkritischen, analogen Baugruppen der Forderung nach weitgehend digitaler Signalverarbeitung und monolithischer Integrierbarkeit entsprechen.

Hohe Samplingraten ermöglichen den Einsatz einfacher Analogfilter zur Vermeidung von Aliasing-Effekten, die notwendige Samplingratenreduktion erfolgt durch digitale Dezimationsfilter nach der eigentlichen AD-Wandlung. Oversampling und vor allem der sog. „Noise-shaping"-Effekt sichern auch bei grober Quantisierung hohe Signal-Rausch-Verhältnisse.
Die Realisierung des einfachen Sigma-Delta-Coders mit Einfachintegration und 2 Quantisierungsniveaus kommt zwar ohne aufwendige DA-Wandler aus, stößt aber wegen der erforderlichen hohen Samplingraten auf Schwierigkeiten. Industriell gefertigte Varianten setzen daher Schaltungen mit Doppelintegration und einer höheren Anzahl von Quantisierungsniveaus ein, erfordern jedoch den Einsatz von DA-Wandlern.
Sigma-Delta-Coder mit nichtlinearer Stufung der Quantisierungsniveaus sind zur Trennung stark unterschiedlicher Signalkomponenten wenig geeignet. Günstiger in dieser Hinsicht ist der „Deltacoder mit sofortiger Adaption", der mit Hilfe eines Komparatornetzwerkes und Zählerakkumulators in gewissen Grenzen eine gleichmäßige Stufung der Quantisierungsniveaus realisiert.
Neuere Arbeiten beschäftigen sich vor allem mit dem 1986 vorgestellten Mehrstufen-Sigma-Delta-Coder, der durch eine Kaskadenschaltung einfacher Sigma-Delta-Modulatoren gebildet wird. Das Ausgangssignal dieses Coders entsteht durch lineare Kombination der 1-bit-Ausgangssignale der einzelnen Modulatoren. Durch „noise-shaping" höherer Ordnung werden schon bei mäßig hohen Samplingraten gute Signal-Rausch-Verhältnisse erreicht.

Fey, P.

Entwicklungstrends vom Internationalen Zürich-Seminar (IZS) 88

Ergänzend zum ausführlichen Bericht (Nachrichtentechnik-Elektronik 8/1989) wurden Beiträge der Entwicklung der Computertechnik zur Entwicklung der Kommunikationstechnik behandelt. Durch die Entwicklung der VLSI-Technologie ist die Entwicklung von Super-Computern mit bis zu einigen Hundert MFLOPS aus Multi-Mikroprozessor- bzw. Multimikrorechner-Anordnungen als Personal-Super-Computer möglich geworden. Dabei werden über ein Koppelfeld Mikroprozessoren mit verteilten globalen Speichern (memory sharing) oder Mikrorechner mit lokalen Speichern untereinander (message passing) verbunden. Diese Koppelfelder kommen auch an Stelle des Speichervermittlungsprinzips oder gesteuerter Koppelfelder bei schnellen Paket-Netzen mit Asynchronous-Transfer-Mode und Selbst-Wegesuche (self routing) zum Einsatz.
Auf dem IZS (Vortrag G. 5) konnte gezeigt werden, daß sich viele dieser im Aufwand nur mit 0(nlogn) wachsenden Topologien auf den Hyperwürfel zurückführen lassen, und sowohl im Aufwand als auch durch die Selfrouting-Eigenschaft den gesteuerten einstufigen Kreuzschienenverteilern (0 (n^2)) oder mehrstufigen blockierungsfreien Clos-Koppelfeldern überlegen sind. Die Namen dieser Koppelfelder sind mannigfaltig: Ω-, shuffle-, permutations-, STARAN-flip-, banyan- (ostindischer Luftwurzelbaum), inverse banyan-, Batcher-sorting- oder generalized binary cube-interconnektion-network.
Das Grundelement aller dieser Anordnungen ist ein 2×2-Koppler, der wie ein Umpoler (analog zur Doppelkreuzungsweiche) arbeitet und das Selfrouting durch Auswerten der als Header-Information am Kopf des Datenpakets codierten Zieladresse (tag), meist eines bestimmten Bits in jeder Stufe, bewirkt. Im Banyan-Typ-Koppelfeld bestimmt das relevante tag-bit, ob der Eingang auf den oberen (0) oder unteren Ausgang (1) durchgeschaltet wird.
Dabei kann es Kollisionen (Blockierungen) geben, wenn beide Eingänge gleichzeitig auf den gleichen Ausgang geschaltet werden. Durch Pufferung eines der Pakete (buffered banyan network) oder vorheriges Sortieren nach auf- oder absteigenden Adressen mit einem Batcher-Sortier-Netzwerk, das die Struktur eines inversen Banyan-Netzwerkes hat, kann Blockierungsfreiheit des Banyan-Netzwerks (Batcher-banyan) erreicht werden.
Beim Batcher-Sortiernetzwerk wird das Koppelfeld-Element blockierungsfrei so gesteuert, daß die höhere (niedere) Adresse dem unteren, der andere Eingang dem oberen Ausgang zugeordnet wird. Eine dritte Steuerungsmöglichkeit des Koppelfeld-Elements kommt bei der Verwendung des Banyan-Netzwerks als Kopier-Netzwerk für Multicast-Verbindungen zur Duplizierung eines Daten-Pakets zur Anwendung; hierbei wird durch ein zweites tag-bit die Durchschaltung eines Eingangs auf beide Ausgänge bewirkt. Die ldn-Stufen der parallel angeordneten n/2 Koppelelemente eines nxn-Feldes sind nach von Stufe zu Stufe verändertem Muster über Kreuz verbunden. Bei Sortiernetzwerken und extern gesteuerten Permutationsnetzwerken kann sich für die Realisierung aller n! Permutationen eine Stufenzahl größer als ldn ergeben.

John, H.

Internationale Aktivitäten zur Elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV bzw. EMC)

Zur Verbreitung neuester Erkenntnisse auf dem Gebiet der Gewährleistung der EMC existieren in Europa drei internationale Veranstaltungen.

1. EMC-Symposium an der ETH Zürich,
2. EMC-Symposium an der TU Wroclaw,
3. Internationale Blitzschutzkonferenz (ICLP).

Die folgenden Schwerpunkte beziehen sich auf die jeweils letzte Veranstaltung der drei oben genannten Symposien.

Fortsetzung folgt NaK 59

18. Europäische Mikrowellenkonferenz

Die 18. EuMC fand vom 12. bis 16. September 1988 in Stockholm statt. Sie war verbunden mit einer (turnusgemäß ursprünglich nicht vorgesehenen) kleinen Ausstellung entsprechender schwedischer Firmen bzw. in Schweden ansässiger Vertretungen von Firmen aus den USA, Japan und einigen westeuropäischen Ländern (besonders England, Norwegen), auf der ausgewählte modernste Produkte (hard- und software) gezeigt wurden.
An der Konferenz nahmen etwa 450 Fachleute teil.
Das wissenschaftliche Programm enthielt 14 Hauptvorträge, davon je 3 aus Japan und den USA, 120 Vorträge in 3 zeitlich parallelen Sessionen, 51 Posterbeiträge in einer 4. Parallelsession und 36 vorbereitete Beiträge zu den an einem Tag zeitlich parallel veranstalteten 4 Workshops zu aktuellen Spezialthemen.
In diesen Veranstaltungen wurden umfangreiche, ein hohes Niveau sowohl in theoretischer als auch in konstruktiver, technologischer, applikativer und ökonomischer Hinsicht widerspiegelnde Beiträge zu folgenden Schwerpunkten dargestellt:

- Antennen
- rechnergestützter Schaltungsentwurf und Modellierung
- Festkörperschaltungen (besonders mit GaAs bei Hybrid- und monolithisch integrierten Schaltungen bis 40 GHz)
- passive Schaltungen, Filter, Koppler, Wellenleiterabschlüsse
- Kleinsignalverstärker
- Millimeterwellenbauelemente und -schaltungen
- Meßtechnik (für elektrische und nichtelektrische Größen; rechnergestützt; automatisiert)
- Fernerkundung
- industrielle und medizinische Anwendungen der Mikrowellentechnik
- Feldtheorie
- Ausbreitung von Funkwellen
- Radartechnik, Funknavigation
- Funktechnik (militärisch, kommerziell, privat).

Die Themen der Plenarvorträge behandelten u.a.: Technologie für künftige private Funkverbindungen; präzise Satelliten-Navigation mit Hilfe eines globalen Positionier-Systems; Mikrowellen- und Gigabit-Elektronik auf der Basis der Supraleitfähigkeit; keramische Dielektrika und ihre Anwendungen; System-Entwurf, Anwendung und Entwicklungstrends im Millimeterwellenbereich.
Die Workshop-Veranstaltungen waren den Komplexen: leichte Antennen, Millimeterwellentechnik, Festkörperbauelemente für hohe Leistungen und CAD-Mittel für die Analyse nichtlinearer integrierter Mikrowellen- und Millimeterwellenschaltungen gewidmet.
Üblicherweise werden auf einer bestimmten EuMC nicht alle wiss.- technisch, wirtschaftlich, militärisch und politisch relevanten Teilgebiete gleichermaßen ausführlich behandelt. Hier waren es also die oben genannten Schwerpunkte, wobei Aspekte der Nachrichtensysteme und der Funkortungsverfahren und -systeme relativ wenig und solche der Mikrowellenerwärmung, der Radioastronomie und der militärischen Anwendungen fast gar nicht behandelt wurden. Im folgenden wird auf einige dieser Schwerpunkte eingegangen.

1. Antennen

Angestrebt werden Antennen für Sende- und/oder Empfangseinrichtungen insbesondere der Satellitenfunktechnik und der (militärischen und zivilen) Radartechnik, die

- spezielle Anforderungen bez. Richtdiagramm, Polarisation und Bandbreite erfüllen (z.B. Sendeantennen am Satelliten)
- leicht sind (Flugzeug-Radar-Antennen), bzw. leicht und billig sind (SDF-Antennen als Konsumgut).

Dazu werden Arbeiten zu folgenden Aspekten durchgeführt:

- theoretische Untersuchungen, Analyse und Synthese als Grundlage für den sicheren Entwurf
- Entwurf, Realisierung und Erprobung insbesondere von Antennen in Microstrip-Technik (Arrays; Kombination bzw. Integration mit elektron. Sende- bzw. Empfangsmodulen)
- Werkstoffe und deren Verarbeitung für leichte Antennen
- Bestimmung der Antennenkenngrößen aus Nahfeldmessungen.

2. Rechnergestützter Schaltungsentwurf und Modellierung

- Zunehmend umfangreichere und vielseitigere Programmsysteme für interaktiven Betrieb auf modernen Personalcomputern (einschließlich detaillierter Grafik und bis zur Steuerung eines Geräts zum Schneiden der Rubylithfolie als Vorlage für den fotolithografischen Prozeß) werden von Spezialfirmen (EESof; Compact Software) angeboten.
  Preise: einige Tausend bis einige Zehntausend Dollar je selbständig oder kombiniert nutzbarem Programmsystem.
  Damit ist eine wesentliche Steigerung der Arbeitsproduktivität beim Entwurfsprozeß für MIC, MMIC, MIMIC erreicht worden. Manche Probleme sind damit überhaupt erst mit angemessenem Aufwand zu lösen.
- Inhaltliche Weiterentwicklungen betreffen hauptsächlich die
  - Erarbeitung und Nutzung von Modellen von Bauelementen und Schaltungen für größere Bandbreiten und/oder höhere Frequenzen
  - verstärkte Einbeziehung dreidimensionaler Modelle für Feldprobleme in Bauelementen und Schaltungen
  - Verbesserung bestehender und die Erarbeitung neuer Prinzipien und Algorithmen zur Analyse von Bauelementen und Schaltungen mit mehr oder weniger ausgeprägten nichtlinearen Eigenschaften. Dieser Thematik war u.a. ein ganztätiger Workshop gewidmet. Aspekte dabei waren insbesondere das Großsignalverhalten von im Idealfall linearen Schaltungen, die Erzeugung von Schwingungen mit erwünschter Kurvenform, das Rauschen in nichtlinearen Bauteilen.

3. Hybrid- und monolithisch integrierte Schaltungen auf GaAs-Basis

Die bei einigen Firmen (z.B. Plessey) inzwischen vorhandenen zuverlässigen Produktionseinrichtungen und die dabei gewonnenen Erfahrungen beim Entwurf, der Produktion und der Prüfung derartiger Schaltungen mit hoher Effektivität sind wohl Ursache dafür, daß der Anteil der MIC und MMIC im Vergleich zu diskreten Bauelementen wächst (ohne diese jedoch überflüssig zu machen). Weitere wesentliche Ursachen dafür sind die unter 2. genannten Fortschritte beim rechnergestützten Schaltungsentwurf und dem sog. foundry-service, einer Dienstleistungsvariante, in deren Rahmen die entsprechende Produktionsmittel und Erfahrungen besitzenden (wenigen) Firmen bei unterschiedlich umfangreicher Vor- und Mitarbeit des Kunden für diesen „Kundenwunschschaltungen" herstellen. Vorteile: bessere Auslastung teuerer Produktionsmittel, flexibles Reagieren auf neue Bedürfnisse, sehr effektive Arbeitsteilung. Nachteile in manchen Fällen: Monopolstellung der erwähnten wenigen Firmen.

4. Millimeterwellen-Bauelemente und -Schaltungen

Fortschritte auf diesem Gebiet betreffen Sender, Empfänger, Komponenten und Systeme. Sie liegen in

- der stabilen Erzeugung höherer Leistungen bei höheren Frequenzen (hauptsächlich bis 100 GHz, in einigen Fällen bis 230 GHz)
- der Verbesserung der Empfängerempfindlichkeit bei diesen Frequenzen (Spitzenwert: NF $\approx$ 1 dB bei 60 GHz mit einem InP-HFET)
- der größeren Vielfalt der verfügbaren Komponenten (vorzugsweise mit Planarstrukturen wie Flossenleitungen, aber auch mit quasioptischen Wirkprinzipien)
- dem zunehmenden Anteil von konstruktiv und technologisch besser angepaßten Meßwertaufnehmern bis zu teilweise in die Schaltung integrierten (Teil-)Meßsystemen.

Hauptanwendungen sind (hier im wesentlichen für zivile Zwecke behandelt) Anteile zur Gestaltung der unteren Netzebene mit beweglichen oder festen Funkgeräten im Rahmen lokaler Netze (LAN), Geschwindigkeits- und Abstandsmessung im Nahbereich (Kollissionsschutz, Antiblockiersystem von Fahrzeugen); bei sehr hohen Leistungen mit Gyratrons auch Einsatz für Arbeiten zur Teilchenbeschleunigung (Kernforschung).

5. Meßtechnik

Zwei Tendenzen ergänzen einander:

- Komplette Automatisierung der Meßabläufe mit Hilfe des Rechners und von ihm steuerbarer Komponenten, verbunden mit interner Fehlerkorrektur und mit ausführlicher Meßdatenverarbeitung und -ausgabe.
- Nutzung neuer oder wenig gebräuchlicher Meßprinzipien (z.B. homodyne Verfahren zur Netzwerkanalyse, Sechstor-Meßtechnik), die jetzt mit der Verfügbarkeit geeigneter Rechner attraktiv werden.

Dazu gehören ferner

- theoretische Arbeiten zur Verbesserung der Kalibrierung und Fehlerkorrektur (besonders bei Netzwerkparametermessung und Messung von Rauschkenngrößen)
- Komponenten (hardware) für zuverlässige, automatisierungsgerechte Einschaltung des Meßobjektes (Adapter, Meßfassung).

Hervorzuheben ist ein programmierbares Tunersystem von Compact Software, das aus einem Steuergerät und je 2 Doppelscheiben-Tunern (Antrieb durch Schrittmotoren) je Frequenz-Oktave besteht, so daß eine rechnergesteuerte Anpassungstransformation am Ein- und Ausgang eines Meßobjekts (wie sie für viele Meßzwecke benötigt wird) möglich ist. Preis für Grundausstattung (Steuergerät und 2 Tuner für nur eine Oktave) etwa 50000 Dollar.

6. Fernerkundung

Aus den hier zu findenden Beiträgen ist zu entnehmen:

- Die Gerätetechnik für Radiometrie und Scatterometrie ist sehr weit entwickelt. Ihr jeweiliger Einsatz hängt von der Verfügbarkeit und den Kosten ab.
- Neue Arbeiten konzentrieren sich auf
  - optimale Anpassung der Gerätetechnik an spezielle Einsatzfälle
  - Verbesserung der physikal. und mathemat. Modelle der jeweiligen Untersuchungsobjekte zur verbesserten Interpretation der Meßwerte
  - Theorie, Algorithmen, Verfahren und Geräte für die bildhafte Erkennung und Darstellung von Objekten (microwave imaging; besonders in Geologie, Meteorologie, Ökologie, Medizin und Biologie).

Zu beachten ist, daß zu dieser Thematik üblicherweise getrennte Konferenzen stattfinden.

7. Industrielle und medizinische Anwendungen

Die hierzu behandelten Themen sind repräsentative Beispiele für moderne Anwendungen der Mikrowellentechnik für die Messung nichtelektrischer Größen und die Erwärmung:

- schnelle Messung der Feuchtigkeitsverteilung auf Papierbahnen
- Messung der Position der Trennflächen zwischen laminaren Schichten
- Modellierung (und Interpretation) von Radiometer-Signalen für medizinische Anwendungen (Diagnose unterschiedlich warmer Gewebeteile)
- Mikrowellenerwärmung von geschmolzenem Quarz für die Herstellung von Lichtwellenleitern (optischen Fasern).

Hervorzuheben sind die Fortschritte in Richtung schneller Messung und Minderung des Einflusses von Nebengrößen.
Die große Vielfalt unterschiedlicher Anwendungen wird auf speziellen Konferenzen mit ähnlichem Umfang behandelt.

8. Funktechnik

Behandelt wurden:

- Systemaspekte zur Gestaltung von Satellitenfunksystemen (u.a. mit Redundanz) und einzelne Bausteine zur Realisierung des Systems und
- Systemkonzeption einschließlich Frequenzwahl sowie konstruktive, technologische, betriebstechnische und ökonomische Fragen zur Gestaltung territorial begrenzter oder landesweiter mobiler Funksysteme für verschiedene Einsatzfälle (privat, kommerziell, militärisch).

In Anbetracht der Fortschritte technischer und ökonomischer Art bei der Produktion integrierter Schaltungen bis zu Frequenzen von vielen GHz ist mit Gewißheit anzunehmen, daß — ausgehend von einigen großen Konzernen und deren Profitinteressen — in naher Zukunft ein wesentlich größeres Angebot (Sortiment, Stückzahl, attraktiver Preis) an Geräten auch für private mobile Funkverbindungen auf den internat. Markt kommt sowie entsprechen-

der Einfluß auf die staatlichen Post- und Fernmeldeverwaltungen zur Installierung landesweit verteilter Sende-, Empfangs- und Vermittlungszentralen und zur Erteilung entsprechender Lizenzen ausgeübt wird.

NaK 57 *M. Kummer*

Qualität und Zuverlässigkeit von Systemen, Programmen und Geräten der Informationstechnik

Fachtagung im Rahmen der Tage der Wissenschaft und Technik an der Technischen Hochschule Wismar

a) 5. bis 9. September 1989
b) Wismar
c) Technische Hochschule Wismar Sektion Elektrotechnik/Elektronik Wissenschaftsbereich Informationstechnik
d) Die 94 angemeldeten Fachvorträge sind den folgenden 5 Vortragssektionen zugeordnet:
   A Lichtwellenleiter — Nachrichtenübertragung
   B Systemzuverlässigkeit
   C Zuverlässigkeit und Leistungsfähigkeit von Mehrrechnersystemen
   D Physik und Technik Dünner Schichten für elektronische Bauelemente
   E Qualität und Zuverlässigkeit in der Mikroelektronik-Montage.
   Neben den Fachvorträgen werden Arbeitsergebnisse des Wissenschaftsbereiches ausgestellt.
   Für den 6. September 1989 sind 3 Rundtischgespräche
   - zur Kontaktierung aufsetzbarer Bauelemente
   - zur Dünnschicht-Technik und
   - zur Entwurfszuverlässigkeit/Klimabeanspruchung
   vorgesehen.
e) Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik
   oder Tagungsbüro der Technischen Hochschule Wismar
   Philipp-Müller-Straße
   Wismar, 2400
   Verantw. für die Tagungsorganisation, Doz. Dr. sc. nat. *E. Schippel*
   Sektion TdE, WB IT

Datenübertragung in betrieblichen Fernmeldenetzen

a) 7. Juni 1989
b) Leuna, Klubhaus der Werktätigen Marx-Engels-Saal
c) KDT-Betriebssektion der VEB Leuna-Werke „Walter Ulbricht"
d) • Organisation und technische Konzeption der Datenkommunikation im Fernmeldenetz eines Großbetriebs
   • Bürokommunikation in betrieblichen Fernmeldenetzen mit der NZ 400 D (VEB Nachrichtenelektronik Neustadt-Glewe)
   • Nutzung der NZ 400 D für die Datenkommunikation (Pilotprojekt)
   • Aufbau des automatisierten Datennetzes (einschließlich der Tln.-Schnittstellen)
e) VEB Leuna-Werke, BS der KDT
   Leuna, 4220
   Tel. Merseburg 43 47 96

---

[1] a) Termin, b) Veranstaltungsort, c) Veranstalter, d) inhaltliche Schwerpunkte, e) Anmeldungen an ...

Weiterbildung

3. Weiterbildungsveranstaltung Mikrowellentechnik

Vom 17. bis 20. Januar 1989 fand im Ferien- und Erholungszentrum Dörnfeld des VEB Werk für Technisches Glas Ilmenau die 3. Weiterbildungsveranstaltung MIKROWELLENTECHNIK statt. Sie wurde gemeinsam von der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion INTET, WB Mikrowellentechnik und der Kammer der Technik, Bezirksvorstand Erfurt, SB Weiterbildung veranstaltet. Für die inhaltliche Gestaltung und fachliche Leitung war Prof. Dr. *M. Kummer*, THI, verantwortlich. An der Veranstaltung haben 85 Hoch- und Fachschulkader aus Industrie, Akademie der Wissenschaften, Hochschulwesen und weiteren staatlichen Einrichtungen teilgenommen.

Die inhaltlichen Schwerpunkte waren:

- Bauelemente und Schaltungen der Mikrowellentechnik
- Rechnergestützter Schaltungsentwurf
- Mikrowellenmeßtechnik (besonders für Bauelemente- und Schaltungskennwerte)
- Felder und Wellen
- Anwendung hoch- und höchstfrequenztechnischer Mittel und Methoden in der Nachrichtentechnik, Betriebsmeßtechnik und Fernerkundung
- Schlußfolgerungen für die Ausbildung künftiger Hochschulkader.

In 30 Beiträgen in Form von Vorlesungen und wissenschaftlichen Berichten von Fachkollegen aus der TH Ilmenau (14), der Akademie der Wissenschaften und dem ASMW (7), der Industrie (5) und aus weiteren Hochschulen (4) wurden Grundlagenkenntnisse aufgefrischt und erweitert sowie insbesondere die neuesten Ergebnisse und die aktuellen Probleme zu den genannten Schwerpunkten in internationalem Rahmen und in unserem Lande dargestellt. Dabei und während der Diskussionen zu den Beiträgen, in knapp bemessenen Pausen und vielfach bis in die späten Abendstunden hinein haben die Teilnehmer überaus intensiv und konzentriert Kenntnisse gewonnen, Erfahrungen ausgetauscht sowie Verbindungen zur gegenseitigen Unterstützung erweitert bzw. angeknüpft. Im Schlußwort zur Veranstaltung stellte Prof. *Kummer* unter anderem fest:

• Mit den in der DDR entwickelten und jetzt auch hergestellten rauscharmen GaAs-Feldeffekt-Transistoren und den ersten Mustern eines monolithisch integrierten Schaltkreises für den Mikrowellenbereich ist eine ganz wesentliche Voraussetzung für vielfältige Anwendungen und moderne Weiterentwicklung auf den Gebieten Hoch- und Höchstfrequenztechnik, Funktechnik, Lichtwellenleitertechnik und schnelle Rechentechnik geschaffen worden.

• Die höheren Anforderungen nach wissenschaftlich-technischen Leistungen und Produkten sowie nach politisch bewußten, fachlich versierten und schöpferisch tätigen Ingenieuren auf diesen Gebieten und die beginnende Verbesserung der materiellen Grundlagen dazu haben die konstruktive Zusammenarbeit zwischen den beteiligten Fachleuten und Einrichtungen merklich intensiviert und Optimismus und fachliches Engagement bei ihnen gefördert.

• Es ist gemeinsames Anliegen der fachlich zuständigen Hochschullehrer und wissenschaftlichen Mitarbeiter, insbesondere an der TU Dresden, der TH Ilmenau, der Hochschule für Verkehrswesen Dresden, der IHS Berlin und Mittweida, sowie deren Praxispartner, gegenwärtige und zukünftige Studenten für die Arbeit auf den Gebieten Hoch- und Höchstfrequenztechnik und Funktechnik zu begeistern und ihnen dazu moderne Kenntnisse, Fähigkeiten und Fertigkeiten zu vermitteln.

Der Leitung des VEB Werk für Technisches Glas Ilmenau und den Mitarbeitern des Ferien- und Erholungszentrums sei für Hilfsbereitschaft, vorzügliche Versorgung und gute Arbeitsatmosphäre sehr herzlich gedankt.

NaK 58 *M. Kummer*

Patente

Überwachungsschaltung zum Abschalten von Verbrauchern bei fehlenden Takt- bzw. Eingangssignalen

DD-WP:	262 741
Int.-Cl.:	H 03 K 5/08
Anmeldetag:	29. 07. 87
Anmelder:	VEB Zentrum Wissenschaft und Technik, Dresden

Die Aufgabe der Erfindung ist es, eine Überwachungsschaltung vorzustellen, die elektrische Verbraucher dann abschaltet, wenn in einem System die Taktimpulse vollständig oder teilweise ausgefallen sind, oder wenn nach bestimmten vorgegebenen Zeiten keine Eingangsimpulse mehr auftreten, und die sowohl mit Bipolar- als auch mit MOS-Transistoren als integrierte Schaltung realisiert werden kann.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß ein Takt- bzw. Signaleingang mit einem Eingang einer ersten Ladeschaltung und einem Eingang einer UND-NICHT-(NAND)-Verknüpfungsschaltung verbunden ist, daß ein Ausgang der ersten Ladeschaltung auf einen weiteren Eingang (Sperreingang) der NAND-Verknüpfungsschaltung, auf einen Widerstand und parallel auf einen ersten Kondensator geführt ist. Der andere Anschluß des Widerstands und des Kondensators ist mit Masse verbunden. Die NAND-Verknüpfungsschaltung weist einen Masseanschluß, einen Ausgang und einen Betriebsspannungsanschluß auf. Der Ausgang der NAND-Verknüpfungsschaltung ist auf einen Eingang einer zweiten Ladeschaltung geführt. Der Ausgang der zweiten Ladeschaltung ist mit einem zweiten Kondensator, einem weiteren Widerstand und einem Eingang eines Verstärkers verbunden. Der zweite Anschluß

des Kondensators und des Widerstands ist mit Masse zusammengeschaltet. Der Ausgang des Verstärkers ist auf einen Ausgang der Gesamtschaltung geführt. Der Verstärker weist außerdem einen Masse- und Betriebsspannungsanschluß auf. Die Ladeschaltungen sind ebenfalls an die Betriebsspannung angeschlossen.
In der ersten Variante der erfindungsgemäßen Überwachungsschaltung sind mehrere Signaleingänge mit und ohne Ladeschaltungen vorhanden, die über weitere Verknüpfungsschaltungen (z.B. UND/ODER-Schaltungen) auf Signalgeber geführt sind.
Zur Verbesserung des elektrischen Verhaltens können vor dem Sperreingang der NAND-Verknüpfungsschaltung und/oder vor dem Eingang des Verstärkers Schmitt-Triggerstufen vorgesehen werden, so daß steile Impulsflanken an den Eingängen zur Verfügung stehen.
In einer weiteren Variante kann der Widerstand, der parallel zum Kondensator vorgesehen ist, auch in Reihe mit dem Sperreingang der NAND-Schaltung angeordnet werden.

NaP 138

Schaltungsanordnung für eine Fernsprechstation mit Erdeanschaltung

DE-OS:	37 09 539
Int.-Cl.:	H 04 M 1/53
Anmeldetag:	24. 03. 87
Anmelder:	Siemens AG, 1000 Berlin u. 8000 München

Die Erfindung betrifft eine Schaltungsanordnung für eine Fernsprechstation mit Erdeanschaltung an die zentrale Speisung zwecks Nachwahl, wobei der Fernsprechstation eine Wähl- und Sprechschaltung mit Flashschaltung und ein erster Verpolungsschutz zugeordnet sind.
Dies wird dadurch erreicht, daß der Fernsprechstation ein zweiter Verpolungsschutz zugeordnet ist, dessen erster Eingang mit dem positiven Ausgang des ersten Verpolungsschutzes verbunden ist. Zwischen dem zweiten Ausgang des zweiten Verpolungsschutzes und der diesem Ausgang zugeordneten, in Sperrichtung gepolten Dioden liegt die Parallelschaltung eines Dimensionierungswiderstandes und die Basis-Emitterstrecke eines pnp-Transistors, der kollektorseitig mit der Basis eines mit seiner durch einen Zündwiderstand überbrückten Kollektor-Emitterstrecke zwischen den Ausgängen des ersten Verpolungsschutzes liegenden npn-Transistors ist über einen Gabelumschaltkontakt mit einem Erdeanschlußpunkt verbunden. Weiterhin ist über die Ausgänge des zweiten Verpolungsschutzes die Drain-Source-Strecke eines basisseitig von einer Erdtastensignalisierung der Wähl- und Sprechschaltung gesteuerten Feldeffekttransistors angeordnet.
Hieraus ergibt sich der Vorteil, daß bei verlangter Erdesignalisierung und geerdetem Pluspol der zentralen Speisung immer der Minuspol geerdet wird bzw. bei geerdetem Minuspol immer der Pluspol geerdet wird. Bei Abtrennung der Erde an der Fernsprechstation erfolgt auch hier automatisch die Flashsignalisierung.

NaP 137

Verfahren zum einkanaligen Übertragen von Sprach- und Datensignalen

DE-OS:	37 101 66
Int.-Cl.:	H 04 J 3/18
Anmeldetag:	27. 03. 87
Anmelder:	Robert Bosch GmbH, Stuttgart

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren anzugeben, bei dem die Zwischenspeicherung der Sprachsignale weitgehend unverzögert stattfindet und der technische Aufwand für die Realisierung des Verfahrens vergleichsweise gering ist.
Bei der einkanaligen Übertragung von Sprach- und Datensignalen werden die Sprachsignale zeitlich komprimiert, um eine Signallücke zum Übertragen der Datensignale zu erhalten. Dazu ist eine Zwischenspeicherung der Datensignale erforderlich. Um bei der Zwischenspeicherung eine sehr geringe Zeitverzögerung zu erhalten, wird das Sprachsignal in einem ersten Ladetakt mit je einem Kondensator einer ersten Kondensatoranordnung abgetastet. Ist zumindest ein Teil der Kondensatoren der Kondensatorenanordnung aufgeladen, so werden in einem ersten Abtasttakt, der kürzer als der erste Ladetakt ist, die Kondensatorspannungen nacheinander abgetastet und einem Verstärker mit Tiefpaßcharakteristik zugeführt, dessen Ausgang den Ausgang der Sendeseite bildet. Durch das schnellere Abtasten der Kondensatorspannungen entsteht eine Lücke, innerhalb welcher Datensignale übertragen werden können. Empfangsseitig lädt die Sprachsignalspannung in einem zweiten Ladetakt die Kondensatoren einer zweiten Kondensatoranordnung auf. Die Kondensatoren werden in einem zweiten Abtasttakt, der länger als der zweite Ladetakt ist, abgetastet und über einen Verstärker mit Tiefpaßcharakteristik einem Ausgang der empfangsseitigen Schaltungsanordnung zugeführt. Die Datensignale werden an einem getrennten Ausgang abgegeben.

NaP 139 *D. Ufert*

Buchbesprechungen

Fertigung integrierter Schaltungen

Von *K. Schade, R. Köhler* und *D. Theß*
Berlin: VEB Verlag Technik 1988
236 Seiten, 111 Bilder, Broschur, 24,— M

Die Fertigungstechnik integrierter Schaltungen ist einer ständigen und schnellen Weiterentwicklung unterzogen. Die Autoren stellten sich die Aufgabe, in knapper Form klassische und neuere Informationen über diese Fertigungstechniken zusammenzustellen. Das erfolgt in vier Hauptabschnitten unter enger Bezugnahme auf die in der Mikroelektronik zu realisierenden Funktionselemente. Der erste Abschnitt ist ein sehr informativer Überblick über Parameter und Eigenschaften von Halbleiter-, Leitbahn- und Isolatormaterialien sowie der Grundelemente integrierter Schaltungen.
Im sich anschließenden Abschnitt über Verfahren werden in knapper, jedoch sehr prinzipieller und einprägsamer Form die wichtigsten Elementarverfahren der Halbleitertechnologie behandelt: Schichtherstellung, Dotierung, Maskierung (Lithografie), Ätzen/Reinigen und Montage. Im Abschnitt über Basisprozesse treten viele Wiederholungen zu Vorangegangenem (z.B. zur Elektronik von „Grundelementen", zu Leitbahnsystemen u.a.) auf. Ausführliche Darlegungen über „Drehbücher" ausgewählter moderner Basistechnologien wären hier der Überschrift besser gerecht geworden.
Den Abschluß bildet ein Abschnitt über Fertigungsprozeßgestaltung. Hier wird der Leser über solche ökonomisch wichtigen Gesichtpunkte wie Zuverlässigkeit, Ausbeute, Kosten, Prozeßorganisation und deren Einflußfaktoren sowie Absicherung informiert.
Das Buch ist ein knapper Abriß der für die Mikroelektronik wichtigen Halbleitertechnologie und ist damit nicht nur für Halbleitertechnologen zu empfehlen.

NaB 834 *A. Möschwitzer*

MOS-VLSI-Technik

Von *W.-J. Fischer* und *R. Schüffny*
Berlin: Akademie-Verlag 1987
269 Seiten, 203 Bilder, Lederin, 58,— M

Mit diesem 16. Band der Schriftenreihe Informatik-Kybernetik-Rechentechnik des ZKI der AdW wird eine Einführung in die MOS-VLSI-Technik gegeben. In folgende Hauptabschnitte eingeteilt:

- Physikalische und technische Grundlagen der MOS-Technik
- Entwurfsgrundlagen
- Entwurfshilfen (CAD)
- Entwurf kundenspezifischer Schaltkreise
- VLSI-Speicher
- MOS-Analogtechnik in VLSI-Schaltkreisen,

vermittelt das Buch einen Überblick über dieses Gebiet, wobei die Vielfalt der speziellen Probleme dargestellt und auf schaltungs- und fertigungstechnische Besonderheiten eingegangen wird. Die in großer Anzahl vorhandenen, zum Teil mehrfarbigen Bilder unterstützen wirkungsvoll das Anliegen der Autoren.
Obwohl das Buch auch von den Verfassern als Einführung deklariert ist, stellt es beileibe keine Literatur für den Elektronik-Anfänger dar, sondern soll allen interessierten Fachleuten eine Gesamtübersicht bieten. Es ist auch kein Lehrbuch in dem Sinne, daß alles bis ins Detail möglichst plausibel von wenigen fundamentalen Lehrsätzen ausgehend einheitlich erläutert wird. Es ist eine Monographie, in der alle zum jeweiligen Thema wesentlichen Aussagen vielfach recht detailliert, zumindest aber thesenartig gegeben werden und der Leser zum selbständigen Erarbeiten weiterer Einzelheiten und Zusammenhänge anhand der angegebenen Literatur angeregt wird.
Es ist wesentlich zu wissen, daß noch weitere 15 Autoren dieses Buch mitgestaltet haben, deren Beiträge 50% des Gesamt-Umfangs ausmachen.
So wurde z.B. der 4. Hauptabschnitt „Entwurfshilfen" in den einzelnen Teilabschnitten von 10 Fachleuten, hauptsächlich aus

der Halbleiter-Industrie stammend, bearbeitet.

So wurden die „Dynamischen Speicher“ in hoher Spezialisierung von *W. Reinhold* und die „MOS-Analogtechnik“ von *F. Riedel* unter Mitarbeit von *M. Krauss* (alle TU Dresden) in gut gelungener Einführung und Übersicht dargestellt.

Diese große Anzahl von Autoren weist auf den hohen Spezialisierungsgrad hin, mit dem die meisten Themen behandelt werden, bedeutet natürlich auch, daß unterschiedliche Darstellungsweisen auftreten und jeweils andere spezielle Vorkenntnisse vom Leser erwartet werden.

Als gut gelungen im Sinne einer einführenden Darstellung speziellen Wissens kann der Abschnitt 4.6 „Blockorientiertes Entwurfssystem für hoch- und höchstintegrierte Schaltkreise“ von *K.-H. Diener* und *F. Lenke* (ZKI) bezeichnet werden. Diese Autoren zeigen, daß man auch auf wenigen Seiten durch klare Begriffsbestimmung und Gliederung, mit durchdachtem Satzbau und Reduzierung auf das Wesentliche den Leser in angenehmer Weise von grundlegenden zu speziellen Wissenskomponenten führen kann.

Literatur- und Stichwortverzeichnis des Buches sind umfangreich. Das Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen sollte um einige, im Buch ebenfalls verwendete, vervollständigt werden. Die angekündigte Bildbeilage, die mindestens 2 zitierte Abbildungen enthält, konnte nicht gefunden werden.

Zusammenfassend kann eingeschätzt werden, daß das Buch eine Lücke im Literaturangebot der DDR ausfüllt und daß es die Möglichkeit zu einem umfassenden Einstieg in die MOS-VLSI-Technik bietet wenn die angegebene Literatur mit herangezogen wird.

Es kann in einigen Passagen gewinnen, wenn die Anforderungen an das Anfangsniveau des Lesers etwas einheitlicher gestaltet und in manchen Abbildungen, z.B. den räumlichen Funktionsdarstellungen, die Achs- und Parameterbezeichnungen deutlicher gekennzeichnet werden und man dort, wo es möglich ist, die Lage von Elementen des Schaltbildes in den zugehörigen Layout-Abbildungen kennzeichnet.

NaB 836 *J. Matschke*

Text- und Datenübertragungstechnik

Reihe Technik der Telekommunikation — TTKom, Bd. 22

Von *H. Gabler* (Hrsg.)

Heidelberg: R. v. Decker's Verlag, G. Schenk GmbH 1988

413 Seiten, gebunden

Die Text- und Datenübertragung hat sich in den letzten 20 Jahren zu einem bedeutenden Teilgebiet der Kommunikationstechnik entwickelt; davon zeugen jährliche Steigerungsraten in der Anzahl der eingesetzten Datenendgeräte international von 25%.

Die Verschiedenartigkeit der Text- und Daten-Signalquellen, die hohe geforderte Sicherheit gegen Übertragungsfehler und die zunehmende direkte Computer-Computer-Kopplung bedingen unterschiedliche Übertragungsgeschwindigkeiten und eine Vielfalt der Verfahren und Systemlösungen.

Im vorliegenden Buch soll der aktuelle Stand der Text- und Datenübertragungstechnik insgesamt vermittelt werden und eine umfassende Beschreibung des gesamten Spektrums der zum Einsatz kommenden Technik gegeben werden.

Es ist in 9 Hauptabschnitte gegliedert.

In den ersten beiden Abschnitten werden Definitionen und Begriffsbestimmungen sowie die technische Realisierung der verschiedenden Datenübertragungsgeräte (einschließlich konstruktiver Angaben, Steckerbelegung und Leiterplatten) behandelt.

Abschnitt 3 enthält (auf 100 Seiten) das umfangreiche Gebiet der Modems. Auf der Basis der bekannten V-Empfehlungen des CCITT (von 300 bit/s bis 144 kbit/s) werden alle Arten von Modems für serielle und parallele Übertragung in ihrem konstruktiven Aufbau, ihren Schnittstellen und Prozeduren, Blockschaltbildern der elektrischen Funktion, Übertragungsverhältnisse u.a. besprochen.

Der Leser wird in die Lage versetzt, Modems in ihrer Funktion zu verstehen, auszuwählen und zu installieren.

Abschnitt 4 behandelt die Technik der Übertragungseinheiten für die Übertragung digitaler Signale über physikalische Leitungen, wobei Varianten der Takterzeugung und Übertragungseinrichtungen für Basisband- und Modemübertragung vorgestellt werden.

Abschnitt 5 gibt einen Überblick über Datennetzabschlußeinrichtungen für verschiedene Netzvarianten (einschl. Envelopes-Bildung).

Im Abschnitt 6 werden die Datenfernschaltgeräte (d.h. Schnittstellengeräte zwischen Datennetz und Datenendeinrichtung) für die in besonderen Maße die Empfehlungen V 20 bis X 27 der X-Serie des CCITT gelten, behandelt.

Für die inhaltliche Darstellung gilt das zu Abschnitt 3 gesagte. Hervorzuheben ist die klare Abhandlung der Schnittstellenempfehlungen nach elektrischen und konstruktiven Eigenschaften, Signalen, Zuständen und Prüfschleifensteuerung (insb. bei X 21 und X 21 bis).

Der wichtige Abschnitt 7 behandelt die Technik der Zeitmultiplexübertragungseinrichtungen (auf etwa 80 Seiten).

Die in den Netzen der Deutschen Bundespost eingesetzten verschiedenen Übertragungseinrichtungen werden eingehend besprochen, so der konstruktive Aufbau, die Wirkungsweise bzw. Funktion (einschl. Rahmenaufbau) der Einrichtungen für Multiplexausgangssignale bis 3000 bit/s (asynchron und synchron) und für 64 kbit/s unter Berücksichtigung der einschlägigen CCITT-Empfehlungen (R 101, X 51).

Im Abschnitt 8 werden die Taktversorgung und im Abschnitt 9 in ausführlicher Weise Fehlermeldung und Entstörung besprochen.

Anhang A gibt eine Übersicht über posteigene Datenübertragungseinrichtungen der DBP und Anhang B ein Inhaltsverzeichnis für Technische Lieferbedingungen für Datennetzabschlußeinrichtungen.

Das Buch wurde von sachkundigen Fachleuten geschrieben.

Es wendet sich an Studenten und Hochschullehrer, an die Ingenieure der Nachrichtenverwaltungen, aber auch an Ingenieure in Wirtschaft und Industrie.

Physikalische Grundlagen der Datenübertragung sind nicht Gegenstand dieses Buches.

NaB 838 *D. Lochmann*

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber: Kammer der Technik
Verlag: VEB Verlag Technik
Oranienburger Str. 13–14, Berlin, DDR, 1020
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 28700: Telex: 0112228 techn dd
Verlagsdirektor: Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion: Dipl.-Ing. *Ernst-O. Schönemann*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870327, 2870332) Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347)
Gestalter: *Irmgard Greschek* (Telefon: 2870339)
Lizenz-Nr.: 1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV): 18432
Gesamtherstellung: Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, Borsdorf, 7122, III-18-328
Anzeigenannahme: Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, Berlin, 1020, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH. Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR, 1157
Erfüllungsort und Gerichtsstand: Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichen Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Erscheinungsweise: monatlich 1 Heft
Heftpreis: 4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen
Bezugsmöglichkeiten
DDR
sämtliche Postämter
SVR Albanien
Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien
Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR China
China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88, Beijing
ČSSR
PNS – Ústředni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezska 11, 12000 Praha 2
PNS Ústředna Expedicia a Dovoz Tlače, Pošta 002 88547 Bratislava
SFR Jugeslawien
Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižrsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR
CHULPANMUL Korea Publications
Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba
Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reily No. 407, Ciudad Habana
VR Polen
C.K.P.iW. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien
D.E.P. Bucuresti, Piata Scinteii, Bucuresti
UdSSR
Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR
P. K. H. I., Külföldi Előfizetési Osztály, P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam
XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)
ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung. Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111 Berlin (West) 30
Österreich
Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B/13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz
Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder
örtlicher Buchhandel;
BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Leipzig, DDR 7010, Postfach 160; und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig DDR, 7010

INHALT

Vorteilhaftes Angebot des VEB Kombinat Nachrichtenelektronik an Know-how, Lizenzen, Patenten und Ausbildungsleistungen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 162

Bär, H.-P.; Kirpal, A.

30 Jahre Integrierte Schaltkreise — Entstehung und Entwicklung der Mikroelektronik. Teil 2

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 163—166

Die Integrierten Schaltkreise wurden von *J. Kilby* und *R. Noyce* 1958/59 unabhängig voneinander und nach unterschiedlichen Konzepten entwickelt. *J. Kilby* hat erstmalig nachgewiesen, daß es möglich ist, elektronische Schaltungen nur aus Halbleitermaterial aufzubauen und dabei elektrophysikalische Effekte wie die Leitfähigkeit des Halbleiters und die Sperrschichtkapazität eines pn-Übergangs zu nutzen. Die Leistung von *R. Noyce* besteht vor allem darin, durch Anwendung der Planartechnik alle Bauelemente im Halbleiterkristall integriert und durch eine geeignete Verbindungstechnik miteinander verbunden zu haben. Dieses Konzept war die Grundlage für die weitere Entwicklung der IC.

Steinhäuser, L.

Applikationserfahrungen mit dem Lasermodel VQ 150 in LWL-Übertragungssystemen PCM 480

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 166—169

Die Eigenschaften des Lasermoduls VQ 150 im Schalterbetrieb werden am Beispiel eines optischen Senders für 34 Mbit/s-LWL-Digitalsignalübertragung beschrieben und die Ergebnisse werden mitgeteilt. Dabei stehen Fragen des praktischen Schaltungsentwurfs im Vordergrund.

Suchoiwanow, I.

Zusatzdämpfung durch Mikrokrümmungen in kurzen Multimode-Lichtwellenleitern mit Stufenprofil

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 170+171

Mit einer ausreichend großen Anzahl statistischer Moden wird die Dämpfung durch Mikrokrümmungen in einem kurzen Stufen-LWL berechnet und ihr Wert in Abhängigkeit von typischen Anregungsbedingungen und Konstruktionsparametern des LWL angegeben. Wesentlich ist dabei der Elastizitätsmodul der polymeren Schutzschicht des LWL.

Wardenga, W.

Rauschanalyse von Multirate-Systemen. Teil 1

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 172—174

Ein Verfahren zur Rauschanalyse von Multirate-Systemen wird vorgestellt. Zur Frequenzbereichsbeschreibung werden verallgemeinerte Übertragungsfunktionen und verallgemeinerte Spektren auf der Grundlage der zweidimensionalen DFT definiert, die das instationäre Verhalten der Multirate-Systeme berücksichtigen. Die Anwendung auf einen Interpolator liefert Aussagen über die AKF und das Spektrum des Ausgangssignals, deren Eigenschaften wesentlich von der Übertragungsfunktion des Interpolationsfilters abhängen.

Charatischwili, N.; Chuntsaria, S.; Tschatschanidse, S.; Zühlke, W.

Anwendung der gewichteten Hadamardtransformation zur effektiven Codierung von Bildsignalen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 175+176

Es werden Fragen der Anwendung der gewichteten Hadamardtransformation zur Redundanzreduktion von Bildsignalen und einige Eigenschaften der gewichteten Transformation, die zur Effektivitätssteigerung der Codierung führen, behandelt.

Sandau, R.

Prozessorstrukturen für die quantisierte Fouriertransformation

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 177—179

Es werden Möglichkeiten von Hardwarerealisierungen zur Durchführung der schnellen quantisierten Fouriertransformation (QFT) mit 3 bzw. 5 Quantisierungsstufen für die Amplituden der Fourierkoeffizienten gezeigt. Die höchsten Transformationsgeschwindigkeiten lassen sich mit integrierten Spezialprozessoren erzielen. Beim Einsatz von Standard-MSI-Schaltkreisen sind, verglichen mit entsprechenden FFT-Prozessoren, Rechenzeitvorteile und/oder Vorteile bezüglich der Volumen- und Leistungsverhältnisse möglich. Für Realisierungen mit Standard-TTL-Schaltkreisen werden die Hardwareaufwendungen und die Transformationszeiten für verschiedene Prozessorstrukturen abgeschätzt.

Staiger, L.

Anwendungen fehlerkorrigierender Codes

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 180+181

Es wird ein Überblick über die Anwendung von fehlererkennenden und -korrigierenden Codes in verschiedenen Bereichen der Datenübertragung und Speicherung gegeben. Dabei reicht das Spektrum von kommerziellen Bereichen bis hin zu neueren Erzeugnissen der Unterhaltungselektronik.

Lochmann, St.; Erdmann, Ch.; Labs, J.-M.; Scheel, W.

Monomode-Schmelzkoppler — Technologie, Modellierung, Eigenschaftsbild. Teil 1

Nachrichtentechn., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 181—184

Mit dem internationalen Trend zum verstärkten Einsatz der Monomodetechnik wächst auch der Bedarf an Monomode-Verzweigern. Nach einleitender Beschreibung alternativer Technologien wird schwerpunktmäßig auf Schmelzkoppler eingegangen, wobei versucht wird, für die auch bei thermischen Technologien vorhandenen vielfältigen Varianten eine Gliederung zu finden.
Eine Betrachtung einschließlich Wichtung theoretischer Beschreibungsmodelle für den Energietransfer wird durch die Darstellung abgeleiteter Einflußgrößen und praktisch ermittelter Ergebnisse ergänzt.

Naumann, R.; Törker, K.

Technologische Realisierungsmöglichkeiten von AOW-Hybridoszillatoren

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 184+185

Mit AOW-Oszillatoren können harmonische Schwingungen in Frequenzbereichen erzeugt werden, die für die Nachrichtentechnik von wesentlicher Bedeutung sind.
Im vorliegenden Beitrag werden die technologischen Aspekte beim Entwurf und der Fertigung eines solchen Oszillators in Hybridtechnik diskutiert, der in 3 Varianten (70 MHz; 100 MHz; 200 MHz) entworfen und in Labormustern gefertigt wurde. Speziell die 200 MHz-Variante soll etwa näher vorgestellt werden.

Verbich, O.; Blanárik, M.

Koaxialkabel für das Frequenzband bis 12,4 GHz und ihre Herstellung in der ČSSR

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 186—188

Im Aufsatz wird die Entwicklung von Koaxialkabeln für den Frequenzbereich bis zu 12,4 GHz behandelt. Eingangs wird die Festlegung der wichtigsten Abmessungen und elektrischen Parameter der Kabel begründet. Es folgen theoretische Grundlagen für die ausschlaggebenden Übertragungseigenschaften und Begrenzungsfaktoren (die kritischen Frequenzen, die Spitzen in der Frequenzabhängigkeitscharakteristik der Dämpfung u.a.) und deren Abhängigkeit von den verwendeten Werkstoffen, dem Aufbau der Kabel und dem Fertigungsverfahren. Es folgt eine Beschreibung der Fertigungseinrichtungen und der wichtigsten Fertigungsvorgänge.
Abschließend wird über die bisher erzielten Ergebnisse in qualitativer und quantitativer Sicht berichtet.

Heß, N.; Herrmann, K.-H.

Untersuchung der elektrischen Potentiale und deren Temperaturabhängigkeit in BCCD-Strukturen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 189—192

An einem 43-Element-CCD-Sensor in BCCD-Technik mit elementweise zugänglichen elektrischen Eingängen werden die Potentiale und insbesondere deren Temperaturabhängigkeit untersucht. Die Potentialmessung erfolgt während des laufenden Betriebs des CCD durch Messung des Stromeinsatzpunktes auf etwa 0,02 V genau.
Aussagen eines einfachen mathematischen Modells zur analytischen Berechnung der Potentiale aus bekannten technologischen Parametern werden mit den Meßergebnissen verglichen, es werden Aussagen über die Abhängigkeit der Potentialstreuung von technologischen Parametern abgeleitet.

Kühne, H.; Barth, R.

Einfluß des Umfang-Flächen-Verhältnisses des Emitters auf die Ausbildung der Gleichstromverstärkung von Bipolartransistoren

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 5, S. 192—195

Durch die formale Einführung einer auf die Flächeneinheit bezogenen Flächenkomponente und einer zweiten auf die Längeneinheit bezogenen Randkomponente der Diodenströme gelingt es, die Gleichstromverstärkung von Bipolartransistoren in einen flächen- und einen randbezogenen Anteil zu zerlegen. Bei doppeldiffundierten Bipolartransistoren zeigt insbesondere die Basisstromdichte eine deutliche und lineare Abhängigkeit vom Umfang- Flächen-Verhältnis des Emitters. Die Abhängigkeit der Flächen- und Randkomponente der Gleichstromverstärkung vom Transistorarbeitspunkt und die Berücksichtigung des Umfang- Flächen-Effektes beim Transistorentwurf werden diskutiert.

ISSN 0323-4657 · Nachrichtentech., Elektron.
Berlin 39 (1989) 5, S. 161-200